



**Titre:** Simulation en temps réel d'un convertisseur HTCC  
Title:

**Auteur:** Bruno De Kelper  
Author:

**Date:** 1998

**Type:** Mémoire ou thèse / Dissertation or Thesis

**Référence:** De Kelper, B. (1998). Simulation en temps réel d'un convertisseur HTCC [Mémoire de maîtrise, École Polytechnique de Montréal]. PolyPublie.  
Citation: <https://publications.polymtl.ca/8549/>

 **Document en libre accès dans PolyPublie**  
Open Access document in PolyPublie

**URL de PolyPublie:** <https://publications.polymtl.ca/8549/>  
PolyPublie URL:

**Directeurs de  
recherche:**  
Advisors:

**Programme:** Non spécifié  
Program:

## **INFORMATION TO USERS**

This manuscript has been reproduced from the microfilm master. UMI films the text directly from the original or copy submitted. Thus, some thesis and dissertation copies are in typewriter face, while others may be from any type of computer printer.

The quality of this reproduction is dependent upon the quality of the copy submitted. Broken or indistinct print, colored or poor quality illustrations and photographs, print bleedthrough, substandard margins, and improper alignment can adversely affect reproduction.

In the unlikely event that the author did not send UMI a complete manuscript and there are missing pages, these will be noted. Also, if unauthorized copyright material had to be removed, a note will indicate the deletion.

Oversize materials (e.g., maps, drawings, charts) are reproduced by sectioning the original, beginning at the upper left-hand corner and continuing from left to right in equal sections with small overlaps.

Photographs included in the original manuscript have been reproduced xerographically in this copy. Higher quality 6" x 9" black and white photographic prints are available for any photographs or illustrations appearing in this copy for an additional charge. Contact UMI directly to order.

Bell & Howell Information and Learning  
300 North Zeeb Road, Ann Arbor, MI 48106-1346 USA  
800-521-0600

**UMI<sup>®</sup>**



**UNIVERSITÉ DE MONTRÉAL**

**SIMULATION EN TEMPS RÉEL  
D'UN CONVERTISSEUR HTCC**

**BRUNO DE KELPER  
DÉPARTEMENT DE GÉNIE ÉLECTRIQUE ET DE GÉNIE INFORMATIQUE  
ÉCOLE POLYTECHNIQUE DE MONTRÉAL**

**MÉMOIRE PRÉSENTÉ EN VUE DE L'OBTENTION  
DU DIPLÔME DE MAÎTRISE ÈS SCIENCES APPLIQUÉES  
(GÉNIE ÉLECTRIQUE)  
FÉVRIER 1998**



National Library  
of Canada

Acquisitions and  
Bibliographic Services

395 Wellington Street  
Ottawa ON K1A 0N4  
Canada

Bibliothèque nationale  
du Canada

Acquisitions et  
services bibliographiques

395, rue Wellington  
Ottawa ON K1A 0N4  
Canada

*Your file Votre référence*

*Our file Notre référence*

The author has granted a non-exclusive licence allowing the National Library of Canada to reproduce, loan, distribute or sell copies of this thesis in microform, paper or electronic formats.

The author retains ownership of the copyright in this thesis. Neither the thesis nor substantial extracts from it may be printed or otherwise reproduced without the author's permission.

L'auteur a accordé une licence non exclusive permettant à la Bibliothèque nationale du Canada de reproduire, prêter, distribuer ou vendre des copies de cette thèse sous la forme de microfiche/film, de reproduction sur papier ou sur format électronique.

L'auteur conserve la propriété du droit d'auteur qui protège cette thèse. Ni la thèse ni des extraits substantiels de celle-ci ne doivent être imprimés ou autrement reproduits sans son autorisation.

0-612-46647-7

**Canada**

UNIVERSITÉ DE MONTRÉAL

ÉCOLE POLYTECHNIQUE DE MONTRÉAL

Ce mémoire intitulé :

**SIMULATION EN TEMPS RÉEL  
D'UN CONVERTISSEUR HTCC**

présenté par : DE KELPER Bruno

en vue de l'obtention du diplôme de : maîtrise ès sciences appliquées

a été dûment accepté par le jury d'examen constitué de :

M. ROY Gilles, M.Sc.A., président

M. OLIVIER Guy, Ph.D., membre et directeur de recherche

M. DESSAINT Louis-A., Ph.D., membre et codirecteur de recherche

M. AL-HADDAD Kamal, Ph.D., membre

## REMERCIEMENTS

Je tiens à remercier mon codirecteur de recherche M. Louis-A. Dessaint, professeur à l'École de technologie supérieure. Il a su me fournir des conditions de travail favorables et des sujets de recherche stimulants. Aussi, il m'a toujours supporté et appuyé dans mes travaux même lorsque je semblais tourner en rond. De façon constante, il a pris mes intérêts à coeur. La confiance intarissable que vous m'accordez, M. Dessaint, me touche et m'honore profondément.

Je ne dois pas oublier M. Guy Olivier, mon directeur de recherche à Polytechnique, car, même si nous n'avons pas eu beaucoup de rapports ensemble, il a su aplanir plusieurs problèmes d'ordre administratif. Je lui en suis profondément reconnaissant.

Je tiens aussi à remercier très chaleureusement M. Gilbert Sybille, de l'IREQ, qui a été plus un ami qu'une personne ressource pour moi. Il m'a été d'une aide considérable ainsi qu'une source d'inspiration par ses talents de chercheur ainsi que ses qualités humaines. Ce projet s'est terminé avec succès en très grande partie grâce à lui.

Finalement, je tiens à remercier tous mes collègues du GREPCI avec lesquels ce fut un plaisir de travailler ainsi que le personnel du département de simulation de l'IREQ.

## RÉSUMÉ

Ce mémoire présente une approche de simulation en temps réel de circuit à base de thyristor. L'approche de simulation choisie s'appuie sur l'approche nodale, très connue dans la simulation de circuit électrique. Cette approche fut choisie car elle donne de bons résultats même avec des circuits "rigides", comme dans le cas des circuits contenant des thyristors. Par opposition, les autres approches de simulation habituellement utilisées, telle que l'approche entrée/sortie ou l'approche par variable d'état, ne donnent de bons résultats qu'au prix d'efforts de calcul considérables.

Le modèle de thyristor utilisé est un macro-modèle qui associe une impédance à une logique de commutation. L'impédance représente les caractéristiques électriques du thyristor tandis que la logique de commutation représente le comportement du thyristor.

À la base de l'approche nodale se trouve une matrice d'admittance qui doit être inversée pour solutionner le circuit. Lorsqu'un thyristor change d'état, cette matrice d'admittance doit être modifiée. La technique choisie pour modifier cette matrice est la méthode Sherman-Morrison et Woodbury qui permet de modifier la matrice sans avoir besoin de la réinverser.

Finalement, un algorithme de prédiction permet de réduire les retards de commutation à un maximum d'un pas de calcul en prévoyant l'instant où les conditions de commutation se réalisent. Aussi, en choisissant un pas de calcul qui correspond à un multiple du nombre de thyristors dans le circuit, on élimine entièrement le phénomène de fluctuations des tensions et des courants simulés.



## ABSTRACT

In this Master thesis, a real-time simulation method for circuits containing thyristors is submitted. This simulation method is based on the well known nodal approach. It was chosen for it's ability to provide very good results even with "stiff" circuits, as it is often the case with thyristor based circuits. Whereas most frequently used simulation methods, such as the input/output or the state space ones, provide good results only at the cost of considerable calculation efforts.

A macro-model is used for the thyristor which combine a switching logic and an impedance. The impedance part of the model represents the thyristor electrical characteristics while the switching logic represents the circuit behaviour.

In the nodal approach, the circuit is modeled by the circuit's node equations in matrices form. To solve this system of equations, an admittance matrix has to be inverted. Unfortunately, when a thyristor switches from one state to the other, the admittance matrix changes and has to be reinverted. To reduce the workload required by the matrix inversion, the Sherman-Morrison and Woodbury method is used. This method can modify a previously inverted matrix, providing that only small changes to the original matrix are required.

Finally, a prediction algorithm is used to reduce the thyristor switching delays. This algorithm can reduce the switching delay to a maximum of one calculation time step. Furthermore, when the circuit contains more than one thyristor, the simulation is plagued with a "jitter" phenomenon due to the uneven switching delay experienced by each thyristor. This "jitter" phenomenon can be completely eliminated by choosing, with the method described in this work, an appropriate calculation time step.

## TABLE DES MATIÈRES

REMERCIEMENTS .....	iv
RÉSUMÉ .....	v
ABSTRACT .....	vi
LISTE DES ANNEXES .....	x
LISTE DES TABLEAUX .....	xi
LISTE DES FIGURES .....	xii
LISTE DES SIGLES ET ABRÉVIATIONS .....	xv
INTRODUCTION .....	1
CHAPITRE 1 - LES SIMULATEURS .....	3
1.1 - Les simulateurs analogiques .....	4
1.2 - Les simulateurs numériques .....	6
1.2.1 - Caractéristiques des simulateurs numériques .....	7
1.2.2 - Simulateur numérique en temps différé .....	9
1.2.3 - Simulateur numérique en temps réel .....	10
CHAPITRE 2 - LE THYRISTOR .....	12
2.1 - Applications du thyristor .....	12
2.2 - Caractéristiques physiques .....	14

2.3 - Micro-modèle du thyristor .....	15
2.4 - Macro-modèle du thyristor .....	17
2.4.1 - États du thyristor .....	18
2.4.2 - Changement d'état du thyristor .....	19
2.4.3 - Simplification du macro-modèle .....	20
2.5 - Caractéristiques des circuits à base de thyristor .....	21
2.5.1 - Rigidité du circuit .....	22
2.5.2 - Non-linéarité du circuit .....	26
 CHAPITRE 3 - APPROCHES DE SIMULATION .....	28
3.1 - Méthode d'intégration .....	30
3.1.1 - Approximation d'Euler avant [1] .....	31
3.1.2 - Approximation d'Euler arrière [1] .....	33
3.1.3 - Approximation trapézoïdale [1] .....	34
3.1.4 - Stabilité de la simulation .....	36
3.2 - Approches de simulation .....	39
3.2.1 - Approche entrée/sortie .....	40
3.2.1.1 - Résolution de boucles algébriques .....	45
3.2.2 - Approche par variables d'état .....	47
3.2.3 - Approche nodale .....	51
 CHAPITRE 4 - APPROCHE NODALE APPLIQUÉE AU THYRISTOR .....	60
4.1 - Représentation du thyristor .....	60
4.1.1 - Choix d'un modèle .....	61
4.1.2 - Logique de commutation .....	63
4.1.2.1 - Logique de commutation du thyristor simple .....	64
4.1.2.2 - Logique de commutation du thyristor complexe .....	64
4.2 - Modification de la matrice G .....	66

4.2.1 - Méthode Sherman-Morrison et Woodbury [10] .....	68
4.2.2 - Méthode Sherman-Morrison et Woodbury appliquée .....	70
à l'approche nodale	
4.3 - Retards de commutation .....	74
4.3.1 - Algorithme de prédiction .....	77
4.3.2 - Choix du pas de calcul .....	80
 CHAPITRE 5 - SIMULATION D'UN REDRESSEUR À 12 IMPULSIONS .....	85
5.1 - Circuit du redresseur à 12 impulsions .....	85
5.2 - Résultats de simulations .....	87
5.2.1 - Comparaisons des résultats de simulations .....	87
5.2.2 - Impact du retard de commutation .....	96
5.2.3 - Impact du choix de pas de calcul .....	97
 CONCLUSION .....	101
BIBLIOGRAPHIE .....	104

## LISTE DES ANNEXES

Annexe I : SIMULATION EMTP DU CONVERTISSEUR HTCC .....	106
--	-----

**LISTE DES TABLEAUX**

<b>Tableau 5.1 - Pourcentage de fluctuations selon le pas de calcul .....</b>	<b>98</b>
---	-----------



Figure 4.1 - Modèle simplifié du thyristor .....	61
Figure 4.2 - Modèle simplifié avec amortisseur .....	62
Figure 4.3 - Interaction entre la logique et le circuit .....	63
Figure 4.4 - Retard à l'amorçage .....	76
Figure 4.5 - Retard à l'extinction .....	76
Figure 4.6 - Algorithme de prédiction .....	78
Figure 4.7 - Circuit simplifié du pont à 12 impulsions .....	81
Figure 5.1 - Schéma du redresseur HTCC servant de circuit de test .....	87
Figure 5.2 - Courant de la phase A du primaire du transformateur .....	88
Superposition HyperSim et EMTP	
Figure 5.3 - Courant de la phase A du primaire du transformateur .....	89
Superposition HyperSim et PSB	
Figure 5.4 - Tension c.c. du redresseur .....	90
Superposition HyperSim et EMTP	
Figure 5.5 - Tension c.c. du redresseur .....	90
Superposition HyperSim et PSB	
Figure 5.6 - Courant de charge du redresseur .....	91
Superposition HyperSim et EMTP	
Figure 5.7 - Courant de charge du redresseur .....	92
Superposition HyperSim et PSB	
Figure 5.8 - Tension aux bornes du thyristor 1Y .....	93
Superposition HyperSim, EMTP et PSB	
Figure 5.9 - Tension aux bornes du thyristor 1Y - EMTP .....	94
Figure 5.10 - Tension aux bornes du thyristor 1Y - HyperSim .....	94
Figure 5.11 - Tension aux bornes du thyristor 1Y - PSB .....	94
Figure 5.12 - Courant du thyristor 1Y .....	95
Superposition HyperSim, EMTP et PSB	
Figure 5.13 - Influence du retard d'angle d'extinction .....	96



Figure 5.14 - Influence du pas de calcul sur les fluctuations du courant .....	99
de charge (288, 289, 290 et 291 pas de calcul par cycle)	
Figure 5.15 - Influence du pas de calcul sur les fluctuations du courant .....	99
de charge (292, 293, 294 et 295 pas de calcul par cycle)	
Figure 5.16 - Influence du pas de calcul sur les fluctuations du courant .....	100
de charge (296, 297, 298 et 299 pas de calcul par cycle)	
Figure 5.17 - Influence du pas de calcul sur les fluctuations du courant .....	100
de charge (288, 294 et 300 pas de calcul par cycle)	

## LISTE DES SIGLES ET ABRÉVIATIONS

A	ampère
c.c.	courant continu
EMTP	Electromagnetic Transient Program
G	matrice d'admittance
$G_C$	admittance du condensateur C
$G_L$	admittance de l'inductance L
$G_R$	conductance de la résistance R
$G_S$	admittance de la source
GREPCI	Groupe de Recherche en Électronique de Puissance et Commande Industrielle
GTO	Gate turn-off thyristor
$h_C$	historique de courant du condensateur C
$h_L$	historique de courant de l'inductance L
HTCC	Haute tension courant continu
I	vecteur des injections de courant dans les noeuds
$I_{ak}$	courant anode-cathode du thyristor
$I_{ch}$	courant de charge
$I_h$	courant de maintien
$I_g$	courant de gâchette
$I_s$	courant de la source
IREQ	Institut de Recherche d'Hydro-Québec

ODE	ordinary differential equation
PSB	Power System Blockset
T	pas de calcul
$T_q$	temps de recouvrement
V	vecteur des tensions de noeuds
$V_{ak}$	tension anode-cathode du thyristor
$V_{BO}$	tension d'amorçage
$V_{BR}$	tension de claquage inverse
$V_{ch}$	tension de la charge
$V_O$	tension de seuil
$V_{th}$	tension du thyristor
$V_s$	tension de la source
$Z_{ak}$	impédance anode-cathode du thyristor
$Z_g$	impédance de la gâchette

## INTRODUCTION

Depuis bien des années, les compagnies de production d'électricité utilisent des simulateurs pour prévoir le comportement de réseaux électriques de grande puissance. Ces simulations permettent aux compagnies de prévoir les réactions du réseau à de nouvelles stratégies de récupération en temps de panne, de tester de nouveaux équipements de compensation, de maximiser la production d'électricité, ainsi que bien d'autres situations permettant soit d'améliorer la qualité du produit, soit de maximiser la rentabilité.

Par contre, les simulateurs utilisés jusqu'à ce jour sont des simulateurs analogiques qui sont très volumineux, peu flexibles et très coûteux. Heureusement, depuis que les microprocesseurs gagnent en puissance, le chemin est ouvert vers des simulateurs numériques peu coûteux et de grande puissance. C'est le chemin qu'a pris l'IREQ, l'institut de recherche d'Hydro-Québec.

Depuis quatre ans, l'IREQ travaille au développement d'un simulateur entièrement numérique de réseaux de puissance ayant la capacité de produire des simulations en temps-réel [12]. La version actuelle du simulateur est un simulateur en partie numérique et en partie analogique, soit un simulateur hybride. En effet, plusieurs éléments électriques sont difficiles à simuler numériquement, surtout en temps-réel, et doivent encore être simulés de façon analogique. Le présent travail fut réalisé dans le cadre de ce projet de l'IREQ.

Le thyristor est une de ces composantes difficiles à simuler numériquement à cause de ses caractéristiques électriques et de sa non-linéarité. En fait, le thyristor fait partie d'une classe de composantes électriques, les interrupteurs électroniques de puissance. Les caractéristiques électriques et non-linéaires du thyristor se retrouvent dans chacune des composantes de cette classe.

Le but du présent travail est de trouver une stratégie qui permettrait de simuler numériquement des circuits contenant des thyristors. De plus, la simulation doit pouvoir être réalisée en temps-réel. Non seulement cela, mais la stratégie choisie ne doit pas dépendre d'une configuration particulière et doit pouvoir s'appliquer à n'importe quel type de circuit à base de thyristor.

Plusieurs approches de modélisation du thyristor ont été tentées sans grand succès. Parmi les principales, mentionnons l'approche entrée/sortie et l'approche par variables d'états [1]. Finalement, l'approche nodale, bien connue dans le monde de la simulation de réseaux électriques, donna des résultats prometteurs et fut retenue.

Grâce à l'approche nodale, il fut possible de développer une stratégie complète permettant de simuler n'importe quel type de circuit contenant des thyristors. Les simulations obtenues grâce à cette approche sont non seulement très précises, mais elles peuvent être réalisées en temps-réel avec la technologie actuelle.

Le présent document présente les détails de l'application de l'approche nodale dans la simulation de circuit à base de thyristor. Les améliorations et les stratégies particulières y sont discutées et analysées. De plus, une revue des différentes classes de simulateurs est faite au début du document. Suivie d'une analyse détaillée des modèles habituellement utilisés pour modéliser le thyristor.

Les trois principales approches de simulations soit l'approche entrée/sortie, l'approche par variables d'états et l'approche nodale sont présentées et discutées dans le contexte de la simulation en temps-réel en s'appuyant sur un circuit de test contenant seulement un thyristor. Finalement, le document se termine par la présentation des résultats de simulation obtenus en appliquant la stratégie choisie à un redresseur à 12 impulsions.

## CHAPITRE 1

### LES SIMULATEURS

Depuis toujours les savants, chercheurs et ingénieurs tentent de modéliser les phénomènes physiques qui nous entourent. Ils développent des systèmes d'équations mathématiques qui permettent de prévoir le comportement de systèmes souvent très compliqués. Ces "modèles mathématiques" permettent de prévoir le comportement de phénomènes difficilement mesurables comme la magnétisation résiduelle dans un transformateur ou le couple développé par un moteur en rotation. Ils permettent aussi de prévoir et d'expérimenter des phénomènes difficilement reproductibles.

A partir de ces modèles, nous pouvons reproduire ces phénomènes physiques en calculant, d'une façon ou d'une autre, ces systèmes d'équations. Pour cela, il nous faut trouver une façon commode de calculer ces systèmes d'équations pour obtenir une valeur précise de la quantité physique que nous désirons prévoir à n'importe quel instant. C'est à ce niveau que nous parlons de simulateur.

Un simulateur peut être développé pour simuler un phénomène physique particulier ou pour simuler une vaste quantité de phénomènes pouvant être très différents les uns des autres. Dans le premier cas, il suffit de trouver une façon commode de calculer un système d'équations bien particulier. Tandis que, dans l'autre cas, il nous faut trouver une façon de réaliser des opérations mathématiques de tout genre. Celles-ci, si utilisées adéquatement, nous permettront de reproduire n'importe quel système d'équations.

Les simulateurs peuvent être regroupés en deux grandes catégories, les simulateurs "analogiques" et les simulateurs "numériques". L'un et l'autre peuvent être dédiés à la simulation d'un système bien précis ou à la simulation d'une grande variété de système. Dans ce qui suit, nous nous intéresserons seulement à cette dernière catégorie, soit les

simulateurs plus généraux permettant de simuler à peu près n'importe quel système.

### 1.1 - LES SIMULATEURS ANALOGIQUES

Les simulateurs "analogiques" existent depuis fort longtemps. En fait, nous pouvons dire que ce fut le premier type de simulateur utilisé. Anciennement, les ordinateurs numériques, tels que nous les connaissons aujourd'hui, n'étaient soit pas disponibles soit pas assez performants et les simulateurs analogiques étaient la seule solution viable. Même de nos jours, les simulateurs analogiques restent une solution intéressante pour simuler de nombreux systèmes. C'est le cas, entre autres, pour la simulation de réseaux électriques de puissance.

Dans un simulateur analogique, les phénomènes physiques sont représentés sous forme d'un circuit électrique. En effet, la plupart des opérations mathématiques peuvent être réalisées grâce à des composantes électriques ou de simples circuits électriques. Par exemple, un intégrateur peut être réalisé à l'aide d'un condensateur ou avec un circuit dynamique à base d'amplificateur opérationnel. La quantité physique que nous cherchons à simuler est alors représentée sous forme d'une tension ou d'un courant. Il suffit de mesurer ce voltage ou ce courant pour connaître la valeur que prend la quantité physique à un instant donné.

Les simulateurs de réseaux de puissance sont de bons exemples de simulateurs analogiques. Ces simulateurs représentent, à échelle réduite et à faible puissance, des réseaux de très grande puissance. Dans ce cas, la correspondance électrique entre le système à simuler et le simulateur est directe. Les composantes de grande puissance du réseau sont simulées à l'aide des mêmes composantes, mais à faible puissance. Par contre, une compensation doit leur être ajoutée pour qu'elles se comportent de façon identique à leur équivalent de grande puissance.

L'avantage d'un tel simulateur est le fait qu'il produit une simulation "continue" facilement réalisée en "temps réel". Par simulation continue, nous voulons parler de la capacité du

simulateur de donner une valeur à n'importe quel instant. Tandis que "simulation en temps réel" signifie que la durée de simulation est identique à la durée du phénomène réel.

Cette caractéristique des simulateurs analogiques les rend particulièrement intéressants car il est relativement aisé de relier le simulateur au monde réel. En effet, une des applications les plus intéressantes des simulateurs est la possibilité de "tester" des équipements. Pour ce faire, il faut que le simulateur puisse produire des résultats qui seront injectés directement dans l'équipement que nous voulons tester. Il faut aussi que le simulateur puisse recevoir des signaux en provenance de ce même équipement. Il faut, donc, que le simulateur puisse être connecté au monde réel.

Malgré ses nombreux avantages, les simulateurs analogiques ont plusieurs désavantages. Premièrement, il n'est pas toujours très facile de faire une correspondance entre le modèle mathématique du système et son équivalent électrique. Souvent l'équivalent électrique devient excessivement compliqué. Dans le cas de la simulation de réseaux de puissance, la compensation qui doit être ajoutée est souvent très compliquée.

De plus, pour les systèmes d'envergure, tel que la simulation de réseaux de puissance, le simulateur devient rapidement très imposant et très complexe. Ce qui signifie qu'il devient très difficile d'apporter des modifications à la simulation. Il faut "recâbler" des parties du simulateur pour chaque modification. Le simulateur devient donc très peu flexible.

Finalement, les simulateurs analogiques sont, habituellement, très coûteux en équipement et surtout en entretien. Ils nécessitent des ajustements fréquents ainsi que des remplacements de pièces défectueuses. Aussi, le "déverminage" de la simulation est souvent long et fastidieux.



## 1.2 - LES SIMULATEURS NUMÉRIQUES

Les simulateurs "numériques", beaucoup plus récents que les simulateurs analogiques, deviennent de plus en plus une solution viable aux problèmes de simulation. En effet, avec les ordinateurs qui gagnent en puissance de jour en jour, la simulation numérique devient rapidement une voie d'avenir.

À la base d'un simulateur numérique se trouve un ordinateur. On ne représente plus les systèmes à simuler par des équivalents électriques. Les équations qui modélisent le système sont calculées par l'ordinateur. Au lieu de trouver un circuit électrique équivalent pour les opérations mathématiques utilisées lors de la simulation, elles sont réalisées à l'aide de méthodes numériques. En se basant sur les opérations mathématiques usuelles que peuvent réaliser les ordinateurs ( $+$ ,  $-$ ,  $\div$ ,  $\times$ ), des algorithmes spécialisés permettent de réaliser des opérations plus évoluées telles que l'intégration, la dérivation, les fonctions trigonométriques et autres fonctions transcendantes.

Ce type de simulateur offre des avantages considérables par rapport aux simulateurs analogiques. Premièrement, la modélisation du système est souvent plus facile car il n'est pas nécessaire d'obtenir un équivalent électrique. De plus, il n'est pas non plus nécessaire d'ajouter une compensation compliquée. Les équations du modèle peuvent être simulées tel quel, dans la plupart des cas.

Deuxièmement, puisque la simulation se base sur des calculs précis. Il est possible de simuler des composantes ou des systèmes "idéaux" ou de mettre en évidence certains aspects difficilement reproductibles à l'aide de composantes analogiques à cause de limitations imposées par les lois de la physique.

Troisièmement, les simulateurs numériques sont beaucoup plus souples. La simulation peut être modifiée seulement en changeant quelques lignes de code dans un programme ou en changeant quelques connections dans un schéma-bloc, réalisé à l'aide d'un logiciel de dessin spécialisé. Le déverminage de la simulation est aussi grandement simplifié et la simulation peut être rendue aussi précise que l'on puisse désirer. Aussi, la simulation peut être raccordée assez facilement au monde réel comme dans le cas des simulateurs analogiques.

Finalement, les simulateurs numériques sont souvent beaucoup moins coûteux que leur équivalent analogique. En dehors de l'entretien normal de l'ordinateur, la simulation ne nécessite aucun ajustement ou calibrage périodique.

### 1.2.1 - CARACTÉRISTIQUES DES SIMULATEURS NUMÉRIQUES

On note une différence majeure entre un simulateur numérique et un simulateur analogique. Le simulateur analogique produit une simulation "continue", c'est à dire, une simulation qui ne subit pas la moindre interruption dans le temps. Nous avons une connaissance de chaque instant du système simulé. Tandis que le simulateur numérique produit une simulation "discrète".

Le simulateur numérique calcule le système à des instants précis, habituellement répartis également dans le temps. Nous n'avons donc pas une connaissance de chaque instant du système simulé. Entre ces "pas de calcul", nous n'avons aucune connaissance de l'état du système en observation. La seule chose que nous pouvons supposer est que l'état du système ne varie pas beaucoup pendant un pas de calcul et nous supposons que les points de calcul sont reliés entre eux par une droite, tel que dans l'exemple de la figure 1.1. Cette approximation est acceptable du moment que le pas de calcul est suffisamment petit par rapport à la dynamique du système. En fait, le théorème de Nyquist [9] nous dit que cette approximation est valide si la fréquence d'échantillonnage est au moins deux fois plus élevée

que la dynamique la plus rapide du système.

$$\frac{1}{T_r} \geq 2 * \text{Max}(f)$$

De façon pratique, le pas de calcul utilisé est souvent beaucoup plus petit que le pas de calcul suggéré par Nyquist, soit de 5 à 250 fois plus petit.

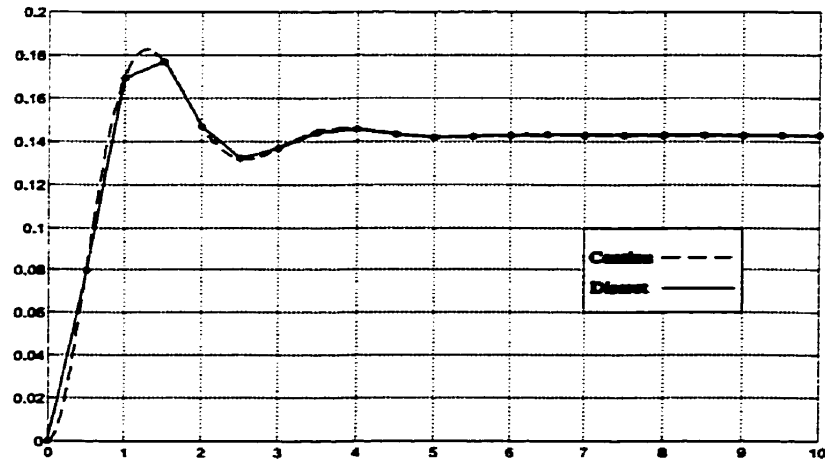


Figure 1.1 - Simulation numérique d'un signal continu

Néanmoins, les simulateurs numériques permettent de simuler, de façon tout à fait satisfaisante, une vaste gamme de systèmes. La seule difficulté consiste à obtenir une série d'équations "discrètes" ainsi qu'une stratégie de résolution qui permet d'obtenir une simulation précise et stable. Le plus simple serait d'avoir une seule équation pour représenter le système, comme dans l'exemple de la figure 1.2.

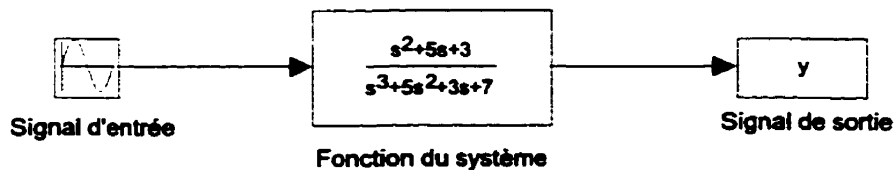


Figure 1.2 - Représentation d'un système à une équation

Mais cette situation n'est possible que pour les systèmes les plus simples. Habituellement,

les systèmes sont beaucoup trop complexes pour qu'il soit possible de développer une seule équation qui les représente. De plus, les discontinuités et les non-linéarités, qui peuvent être présentes dans le système, empêchent de produire une équation linéaire pour le système complet. Nous aurons recours, plutôt, à un système d'équations qui, reliées ensemble, reproduisent fidèlement le système, comme dans l'exemple de la figure 1.3.

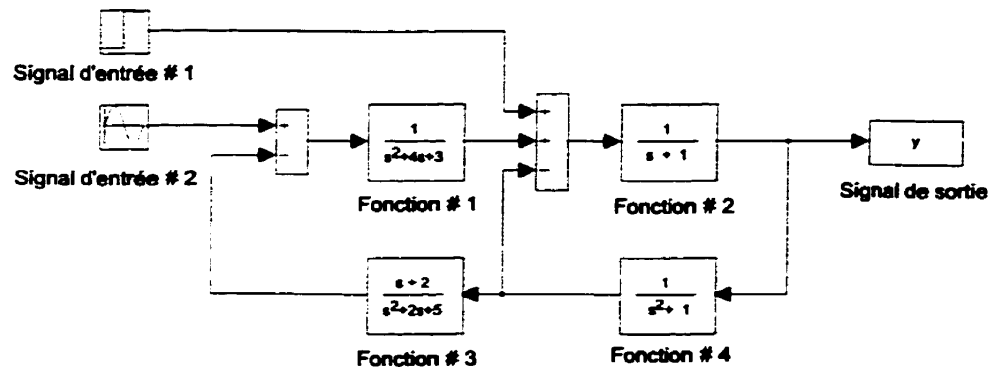


Figure 1.3 - Représentation d'un système complexe

En plus de développer le système d'équations, il faut déterminer dans quelle séquence ces équations seront calculées et de quelle façon le système d'équations sera solutionné. Ces deux points sont intimement liés et dépendent de l'approche utilisée pour décomposer le système en plusieurs équations. En fait, il existe plusieurs façons de bâtir le système d'équations qui représente le système. L'approche entrée/sortie, l'approche par variables d'état et l'approche nodale sont parmi les principales.

### 1.2.2 - SIMULATEUR NUMÉRIQUE EN TEMPS DIFFÉRÉ

Les simulateurs numériques en temps différé ne respectent pas la durée du phénomène physique à l'étude. La durée de la simulation est ordinairement beaucoup plus longue que la durée du phénomène physique qui est étudié.

Dans ce type de simulateur, le but est d'obtenir un résultat le plus précis possible, au prix

d'une simulation très lente. À chaque pas de calcul, des méthodes numériques compliquées et très sophistiquées sont utilisées pour obtenir cette précision. Très peu d'efforts sont faits pour réduire le temps nécessaire pour le calcul de cette valeur.

Le système à simuler est habituellement modélisé sous forme d'un modèle dit "continu". Les techniques de simulation utilisées, dans ce cas, sont des techniques adaptées aux systèmes continus.

A cause du non-respect de la durée réelle du phénomène à l'étude, les simulateurs en temps différé ne peuvent être raccordés à un processus opérant dans le monde réel. Ils se limitent à l'observation et à la prédiction du comportement des systèmes simulés. D'un autre côté, l'importance de cet inconvénient est atténuée par la grande précision et fiabilité de ce type de simulateur.

### 1.2.3 - SIMULATEUR NUMÉRIQUE EN TEMPS RÉEL

Les simulateurs numériques en temps réel ont la contrainte supplémentaire de respecter la durée réelle du phénomène étudié. En plus de fournir des résultats de simulation précis, la durée de la simulation doit être identique à la durée réelle du phénomène simulé.

Ces deux exigences se trouvent au centre de toute la problématique associée à la simulation en temps réel. En effet, un effort considérable doit être fait pour trouver un modèle ainsi qu'une technique de simulation qui permettent de rejoindre ces deux exigences. Souvent le respect de l'une va à l'encontre de l'autre. Néanmoins, la durée de la simulation doit obligatoirement être respectée. La simulation en temps réel est, donc, souvent moins précise que la simulation en temps différé.

Par exemple, la simulation en temps réel de circuit de puissance est utilisée principalement

pour mettre en évidence des phénomènes relativement lents tel que l'obtention du régime permanent ou la stabilisation du réseau à la suite d'un défaut. Le circuit est donc simulé pendant de nombreux cycles électriques, jusqu'à ce que le régime permanent soit atteint ou que la stabilité soit obtenue. Dans une telle situation, il est évident que des phénomènes très rapides tels que les phénomènes associés à la physique interne des thyristors lors des commutations, ne peuvent être simulés. De plus, ces phénomènes très rapides ne fournissent pas beaucoup d'informations pertinentes sur les phénomènes beaucoup plus lents qui sont le centre d'intérêt de la simulation.

Dans ce type de simulateur, le système à simuler est habituellement modélisé sous forme d'un modèle dit "discret". Les techniques de simulation utilisées sont des techniques adaptées aux systèmes discrets dont nous parlerons plus loin.

L'avantage de tel simulateur est la possibilité de connecter le simulateur au monde réel. Il est alors possible d'utiliser le simulateur pour contrôler un système réel ou pour tester un équipement. De nombreuses études peuvent être réalisées à un coût moindre et sans les dangers de conséquences fâcheuses qui pourraient subvenir si ces études étaient réalisées avec de vrais systèmes.

## CHAPITRE 2

### LE THYRISTOR

#### 2.1 - APPLICATIONS DU THYRISTOR

Le thyristor occupe une place importante dans l'électronique de puissance et plus particulièrement dans les réseaux de grande puissance. Malgré sa relative simplicité, on le trouve dans plusieurs applications très importantes, lorsqu'un interrupteur commandable est requis. Par exemple, le thyristor est l'élément de base des convertisseurs à courant continu.

Un convertisseur c.c. est composé de 1 à 4 ponts de 12 thyristors, tel que représenté dans la figure 2.1, fonctionnant soit en redresseur, soit en onduleur. Le convertisseur c.c. permet de transférer la puissance active de la source vers la charge, lorsque commandé en redresseur, et inversement lorsque commandé en onduleur.

En connectant un redresseur et un onduleur à chaque extrémité d'une ligne à haute tension, on peut échanger de la puissance entre deux réseaux qui ne sont pas synchronisés. Ces systèmes appelés "lien à haute tension continue" sont utilisées par Hydro-Québec dans ses échanges avec les États-Unis.

Le compensateur statique est une autre application importante du thyristor. Dans cette application, des paires de thyristors, placés tête-bêche, permettent de connecter ou déconnecter des banques d'inductances ou de condensateurs à un réseau de puissance. La figure 2.2 montre un exemple de compensateur statique. Ce dispositif permet d'atténuer les surtensions temporaires, de prévenir l'affaissement du réseau, d'améliorer la stabilité des transitoires et d'améliorer l'atténuation des oscillations dans le réseau.

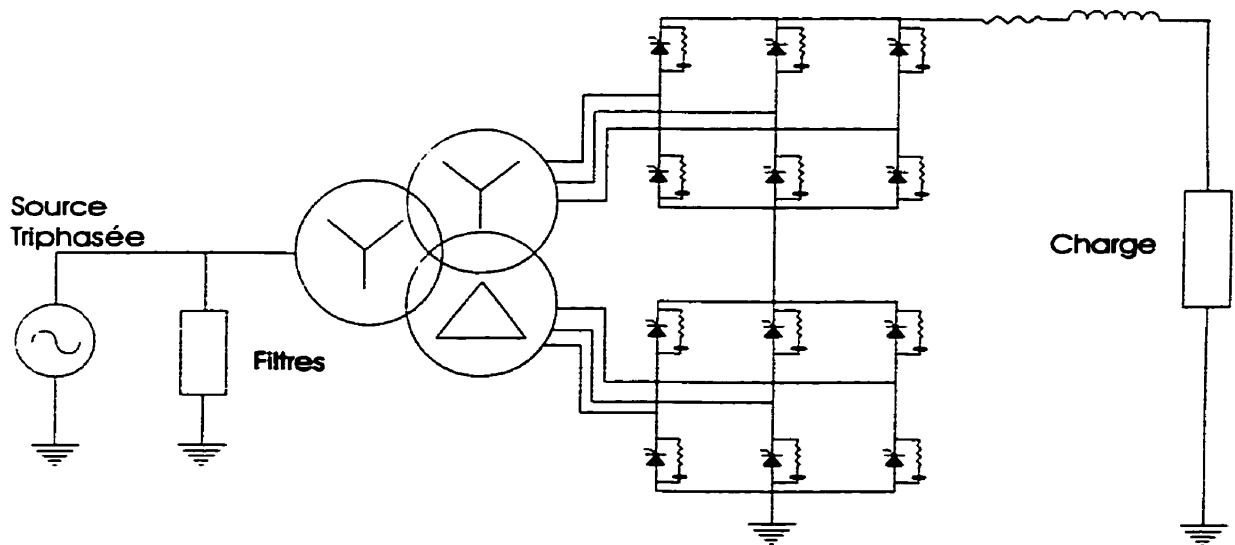


Figure 2.1 - Schéma d'un redresseur à 12 impulsions

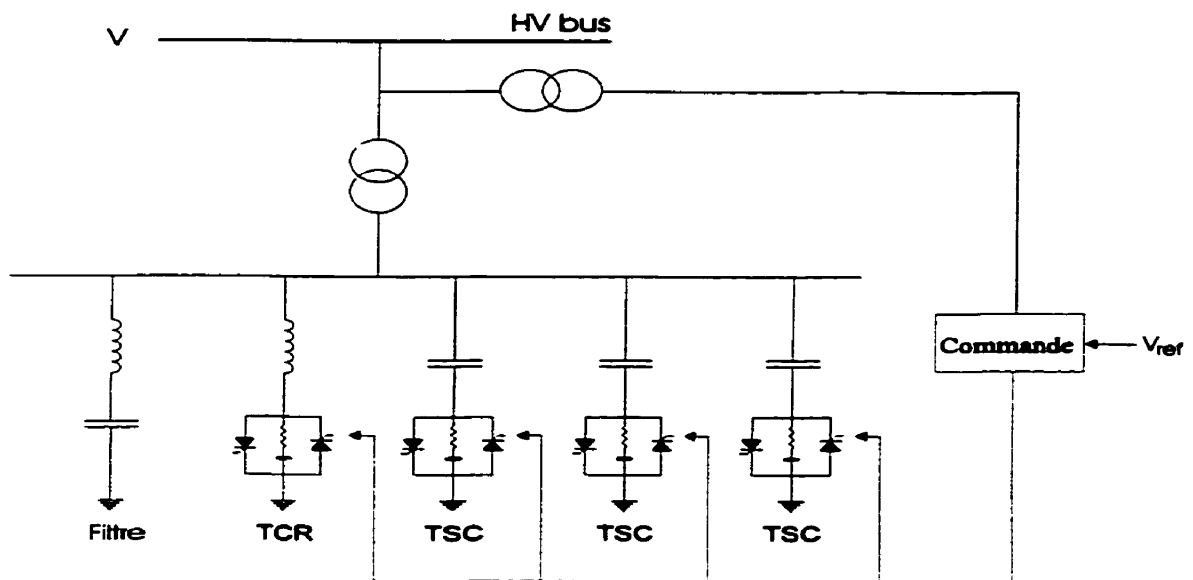


Figure 2.2 - Schéma d'un compensateur statique

Dans ces deux applications, la commandabilité du thyristor offre le très grand avantage de permettre un réglage de la quantité de puissance réactive qui est injectée dans le réseau ou retirée du réseau.



## 2.2 - CARACTÉRISTIQUES PHYSIQUES

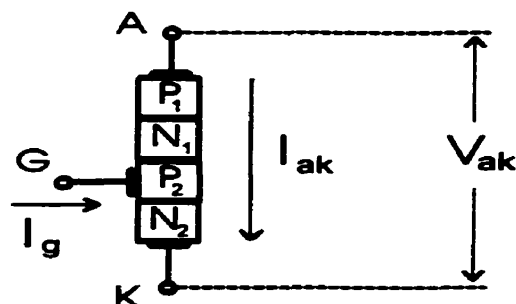


Figure 2.3 - Représentation interne d'un thyristor

Le thyristor est composé de quatre couches de semi-conducteurs. Le thyristor peut entrer en conduction si une tension anode-cathode ( $V_{ak}$ ) suffisante lui est appliquée. Si la tension  $V_{ak}$  n'est pas suffisante, le thyristor ne laisse pas passer le courant et offre les caractéristiques d'une impédance très élevée.

Lorsqu'un courant est injecté dans la gâchette (G) du thyristor, la barrière  $P_2$  devient de plus en plus chargée négativement. Lorsque la barrière  $P_2$  est suffisamment saturée de charges négatives alors le thyristor se comporte comme une simple jonction PN polarisée en directe. Si la tension  $V_{ak}$  est suffisante alors le thyristor commence à conduire. Il est donc possible de déclencher l'amorçage du thyristor en injectant un courant dans la gâchette. Plus le courant de gâchette est élevé, moins grande sera la tension  $V_{ak}$  nécessaire pour amorcer le thyristor.

En conduction, le thyristor se comporte comme une diode polarisée en directe. Il permet au courant de circuler et offre les caractéristiques d'une impédance de très faible valeur.

Finalement, si le courant qui traverse le thyristor descend en dessous d'un certain seuil, les barrières  $P_1$  et  $P_2$  se dépeuplent de leurs charges négatives et le thyristor arrête de conduire. Les caractéristiques électriques du thyristor peuvent être représentées telles que dans les figures 2.4 et 2.5.

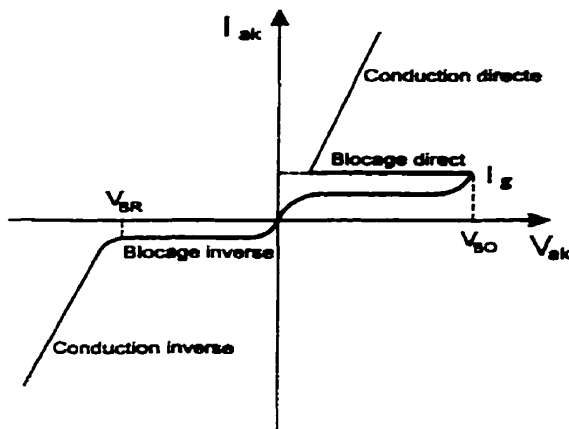


Figure 2.4 - Caractéristiques électriques d'un thyristor

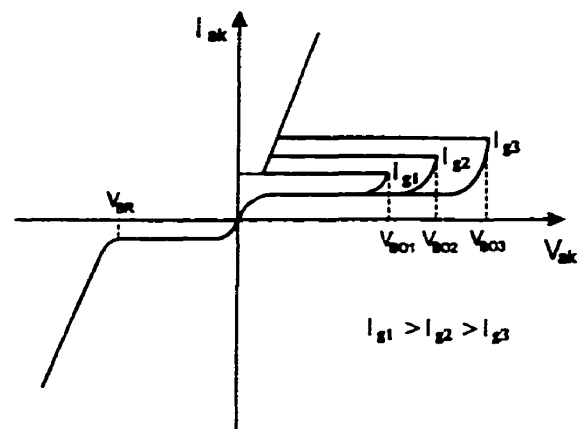


Figure 2.5 - Caractéristiques électriques pour différents courants de gâchette  $I_g$

### 2.3 - MICRO-MODÈLE DU THYRISTOR

Connaissant les caractéristiques physiques et électriques du thyristor, nous pouvons développer un modèle qui reproduit son comportement dynamique et électrique. Ce comportement peut être vu sous deux aspects, un comportement interne et un comportement externe. Par comportement interne, nous voulons parler des phénomènes internes qui se produisent lorsque le thyristor commence à conduire (passe de l'état ouvert à l'état fermé) ou lorsqu'il arrête de conduire. Ces phénomènes très rapides dépendent directement de la structure interne du thyristor ainsi que sa température.

Par comportement externe, nous parlons principalement de l'influence qu'a le thyristor sur le circuit dans lequel il est placé. Cette influence est perçue plus particulièrement par une variation de l'impédance entre l'anode (A) et la cathode (K) du thyristor lorsqu'il change d'état. L'impédance vue au travers de la gâchette (G) influence aussi la partie du circuit servant à l'amorçage du thyristor.

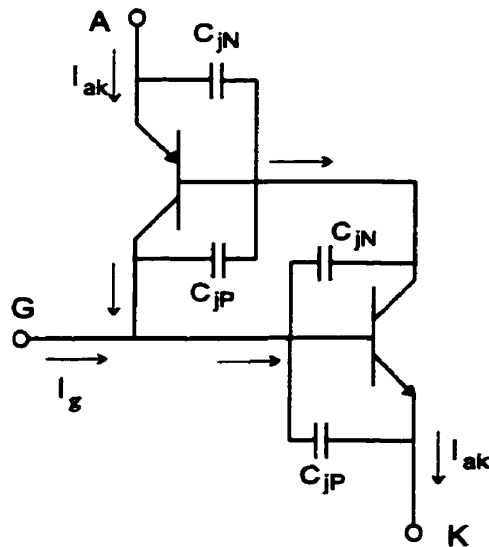


Figure 2.6 - Micro-modèle à base de transistors

Le modèle de la figure 2.6 met en évidence le phénomène de saturation qui se produit lorsqu'un courant est injecté dans la gâchette (G) du thyristor [15]. La gâchette étant connectée directement à la base du transistor NPN, le courant injecté dans la gâchette force le transistor à conduire un peu plus. Lorsque ce dernier conduit, il tire du courant de la base du transistor PNP puisque son émetteur est connecté directement à la base du transistor PNP. Ce deuxième transistor laisse, alors, passer un peu plus de courant qui vient s'additionner au courant injecté dans la gâchette.

La base du transistor NPN étant connectée aussi bien au collecteur du transistor PNP qu'à la gâchette, ce courant additionnel force le transistor à conduire encore plus. Le transistor NPN va donc tirer plus de courant de la base du transistor PNP et ainsi de suite. Tout ce cycle se produit assez rapidement jusqu'à la saturation des deux transistors. À ce moment, le thyristor conduit.

Connaissant les caractéristiques intrinsèques des transistors, il est possible, même si difficile, de développer les équations qui permettent de représenter le comportement du thyristor.

Finalement, à partir de ce micro-modèle ou plus précisément à partir des équations qui le représentent, il est possible de simuler le comportement du thyristor de façon très précise et très complète.

## 2.4 - MACRO-MODÈLE DU THYRISTOR

Le micro-modèle permet d'avoir une connaissance profonde de tous les aspects du thyristor. En simulant le comportement interne du thyristor, grâce au micro-modèle, on obtient une simulation très précise de son comportement tel que vu par le circuit. En d'autres mots, le comportement interne induit le comportement externe du thyristor.

Par contre, nous ne sommes pas toujours intéressés par autant de détails. En fait, dans les simulations en temps réel, nous ne sommes intéressés que par le comportement "externe" du thyristor. Tel que mentionné plus tôt, la simulation en temps réel de circuit contenant des thyristors s'intéresse plus au comportement du circuit lui-même, sur de nombreux cycles électriques, que sur le comportement du thyristor en tant que tel. Même si le micro-modèle nous permet d'obtenir une simulation précise de ce comportement externe, la quantité de calculs nécessaires pour le simuler n'est pas justifiée par rapport aux besoins réels de la simulation.

Il est possible de simplifier le modèle du thyristor de façon à ne conserver que le comportement externe du thyristor. Ce modèle simplifié ou "macro-modèle" met en évidence seulement les impédances vues entre les bornes du thyristor, soit l'impédance entre l'anode (A) et la cathode (K) et l'impédance vue au travers de la gâchette (G). L'autre aspect que le macro-modèle doit considérer est la capacité du thyristor de changer d'état.

Lorsque nous utilisons le micro-modèle nous obtenons automatiquement une connaissance complète de l'impédance du thyristor ainsi que de ses changements d'états. Donc, si nous

voulons éviter tous les calculs nécessaires au micro-modèle, nous devons trouver une stratégie qui permette de représenter ces changements d'état, sans avoir besoin d'évaluer le comportement interne du thyristor. La première chose que nous devons considérer est la représentation de ces états. La deuxième serait la façon de représenter le changement d'état.

#### 2.4.1 - ÉTATS DU THYRISTOR

Les changements d'états du thyristor sont vus par le circuit comme des changements d'impédances entre l'anode (A) et la cathode (K) du thyristor. Ceci nous permet au moins de représenter les deux états possibles du thyristor. L'état ouvert peut être représenté par une impédance très élevée entre l'anode et la cathode. Tandis que l'état fermé sera représenté par une impédance très faible. Nous pouvons même pousser ce concept à sa limite en considérant que le thyristor passe d'une impédance infinie à une impédance nulle. Dans ce cas, le thyristor est considéré comme un interrupteur idéal.

Cette représentation du thyristor comme étant un élément à deux états possibles est une simplification de la réalité. En fait, le thyristor passe au travers d'un continuum d'états entre l'état "ouvert" et l'état "fermé". Par contre, cette simplification est nécessaire pour l'obtention d'une simulation en temps réel. De plus, cette simplification n'est pas outrageante car le passage d'un état à l'autre se fait beaucoup trop rapidement pour que ces états intermédiaires soient intéressants dans une simulation en temps réel qui se poursuit sur de nombreux cycles électriques.

Notons que, lorsque nous parlons d'impédance, nous ne spécifions pas le type d'impédance considérée. Ce qui veut dire que nous pouvons choisir une impédance réactive telle qu'une inductance, un condensateur, une combinaison RL ou RC ou bien une impédance non-réactive telle qu'une résistance pure. Le choix du type d'impédance utilisé pour représenter les états du thyristor devra se baser sur d'autres critères que nous considérerons plus tard.

### 2.4.2 - CHANGEMENT D'ÉTAT DU THYRISTOR

En ce qui concerne le passage d'un état à un autre, nous devons déterminer les conditions qui le permettent. C'est à dire, les conditions qui, si rencontrées, amènent le thyristor dans un état plutôt que dans un autre. Ces conditions sont déterminées par la connaissance du comportement interne du thyristor. Par exemple, si un courant est injecté dans la gâchette et que la tension aux bornes du thyristor, soit la tension entre l'anode et la cathode ( $V_{AK}$ ), est suffisante alors le thyristor commence à conduire. À partir de la connaissance du comportement interne et malgré la simplification du modèle décrite précédemment, le changement d'état du thyristor peut être représenté de façon assez précis par une "logique de commutation", c'est à dire, une série de conditions qui déterminent le changement d'état.

La logique de commutation du thyristor est très simple, si nous considérons le thyristor comme étant idéal. Dans ce cas, nous nous attardons uniquement aux comportements les plus évidents du thyristor. Autrement, la logique de commutation est beaucoup plus complexe et permet de modéliser les comportements les plus raffinés du thyristor. Par exemple, nous pouvons considérer les conditions suivantes pour un thyristor simple et pour un thyristor plus complet [13] :

Thyristor simple :

- 1 - Tension de seuil ( $V_{th}$ )
- 2 - Courant de maintien ( $I_h$ )

Thyristor complet :

- 1 - Tension de seuil ( $V_{th}$ )
- 2 - Courant de maintien ( $I_h$ )
- 3 - Tension de claquage inverse ( $V_{br}$ )
- 4 - Temps de recouvrement ( $T_q$ )
- 5 - Variation rapide de tension ( $dV/dt$ )

Finalement, le comportement de la gâchette du thyristor peut être représenté par une simple impédance. Une bande résistive, appelée "résistance shunt", est habituellement placée en

parallèle avec la jonction PN entre la gâchette et la cathode pour atténuer les effets de la capacité parasite présente à cette jonction. À cause de cela, l'impédance de la gâchette ne change très peu ou pas du tout de valeur avec l'état du thyristor, ce qui simplifie grandement sa modélisation. D'un autre côté, si nous ne désirons pas modéliser cette "bande résistive", nous pouvons modéliser l'impédance de la gâchette par une impédance variable à deux états possible, comme pour l'impédance entre l'anode et la cathode du thyristor. À partir de ce qui précède, nous pouvons schématiser le macro-modèle du thyristor par une impédance anode-cathode, une impédance de gâchette et un bloc de logique de commutation, tel que dans la figure 2.7 ci-dessous.

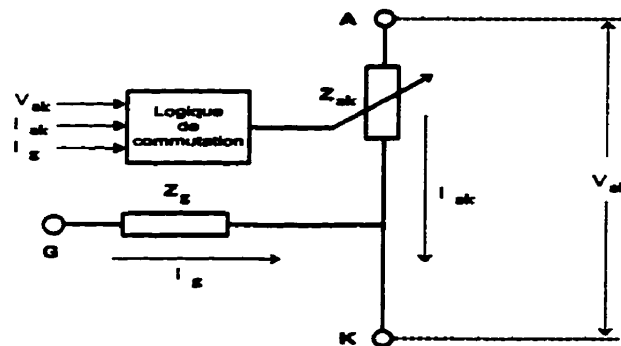


Figure 2.7 - Macro-modèle du thyristor

### 2.4.3 - SIMPLIFICATION DU MACRO-MODÈLE

D'un autre côté, nous ne sommes pas toujours intéressés par le circuit d'allumage du thyristor. En effet, dans bien des circuits, le courant injecté dans la gâchette du thyristor est toujours suffisant pour fermer le thyristor complètement. C'est habituellement le cas dans les circuits de puissance.

En tenant compte de cela, nous pouvons simplifier le macro-modèle en éliminant l'impédance de la gâchette. Le signal de gâchette est alors remplacé par un signal "tout ou rien", un signal logique. La logique de commutation sera modifiée de telle façon que seule

la présence d'une impulsion de gâchette sera suffisante pour que le thyristor rentre en conduction (si la tension  $V_{ak}$  le permet, évidemment). Le schéma du macro-modèle simplifié est représenté dans le figure 2.8.

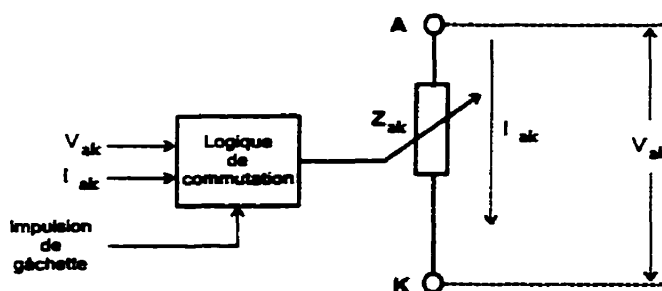


Figure 2.8 - Modèle simplifié du thyristor

Un autre avantage du macro-modèle du thyristor est qu'il peut servir de base pour représenter d'autres types d'interrupteurs électroniques tels que des diodes, des GTO, etc. En effet, pour tous ces types d'interrupteurs, les aspects les plus importants sont l'impédance dans chacun des états possibles et les changements d'état ou commutations.

L'impédance, comme nous avons vu, est très facile à modéliser et nous pouvons représenter les impédances de tous ces interrupteurs de la même façon. Les principales différences entre ces interrupteurs sont les conditions qui les amènent à commuter. Donc ce qui distingue un type d'interrupteur d'un autre, c'est la logique de commutation.

En conclusion, la modélisation du thyristor peut servir de base à la modélisation de tous les types d'interrupteurs électroniques, si on se limite au macro-modèle.

## 2.5 - CARACTÉRISTIQUES DES CIRCUITS À BASE DE THYRISTOR

Les circuits à base de thyristor possèdent des caractéristiques qui les rendent difficiles à simuler. L'impédance tantôt très élevée, tantôt très faible du thyristor dans ses deux états



possibles, rend le circuit "rigide" (voir section 2.5.1). De plus, les changements brusques de l'état de conduction à l'état bloqué et vice versa, rendent le circuit non-linéaire.

Ces deux caractéristiques sont au coeur du problème. La rigidité et la non-linéarité des circuits contenant au moins un thyristor sont des caractéristiques inévitables. elles sont imposées par la nature même du thyristor.

### 2.5.1 - RIGIDITÉ DU CIRCUIT

L'impédance du thyristor doit d'influencer le moins possible le circuit dans lequel il se trouve, lorsqu'il n'est pas en train de changer d'état, puisque le thyristor agit comme un interrupteur. Lorsqu'il conduit il doit avoir une impédance la plus faible possible par rapport aux autres impédances du circuit. Par le fait même, il doit avoir une impédance très élevée, lorsqu'il ne conduit pas, agissant ainsi comme un interrupteur presque idéal. On peut synthétiser ces deux exigences de la façon suivante :

$$\begin{array}{ll} \text{en conduction :} & Z_{th} \ll \text{Min}(Z_{\text{circuit}}) \\ \text{hors conduction :} & Z_{th} \gg \text{Max}(Z_{\text{circuit}}) \end{array}$$

Rappelons ici que nous ne considérons pas actuellement les changements d'état du thyristor mais seulement l'état dans lequel le thyristor se trouve à un instant donné.

Cette grande différence entre les impédances du circuit produit des constantes de temps très différentes les unes des autres. Le circuit possède, alors, des pôles très rapides et des pôles très lents. C'est cette grande différence entre les constantes de temps du circuit qui permet de qualifier le circuit de "rigide". D'ailleurs, nous pouvons quantifier la "rigidité" d'un circuit en calculant un coefficient de rigidité à l'aide de l'équation qui suit. Le coefficient de rigidité est le rapport entre le pôle le plus rapide et le pôle le plus lent [1]. Un circuit est dit "rigide"

lorsque le coefficient de rigidité est plus grand que 10.

$$\text{Coefficient de rigidité} = \frac{\text{Max ( pôles du circuit )}}{\text{Min ( pôles du circuit )}}$$

Qu'un circuit possède des pôles très éloignés les uns des autres n'est pas un problème en soi, du point de vue de la simulation. Il suffit d'utiliser un pas de calcul suffisamment petit pour accommoder la constante de temps la plus rapide, soit

$$T < \text{Min ( } \tau_{\text{circuit}} \text{ )} \quad \text{où } T = \text{pas de calcul}$$

$$\tau_{\text{circuit}} = \text{constantes de temps du circuit}$$

Par contre, cette constante de temps rapide a un effet significatif seulement lors des transitoires. Son effet est de très courte durée car sa dynamique décroît rapidement à zéro. En régime permanent, son effet est souvent négligeable et la dynamique du circuit est imposée par les pôles plus lents. En d'autres mots, lors des transitoires, les pôles rapides dominent la dynamique du circuit tandis que les pôles lents dominent en régime permanent ou lorsque la dynamique ne varie pas beaucoup.

Il semble donc un peu inutile d'utiliser un pas de calcul suffisamment petit pour accommoder les pôles très rapides, surtout lorsque le circuit est en régime permanent. D'autant plus que la dynamique rapide du circuit est souvent inintéressante, même lors des transitoires. Dans un circuit contenant des thyristors, nous ne sommes pas tellement intéressés par la dynamique rapide du thyristor mais plutôt par l'effet des commutations sur la dynamique du circuit qui, elle, est relativement lente [14]. Un pas de calcul très petit semble, ici aussi, un peu abusif.

Par contre, le pas de calcul est déterminé par ces pôles rapides car le produit du pôle le plus rapide avec la période du pas de calcul ( $\lambda T$ ) doit se trouver à l'intérieur de la région de

stabilité [1]. La conséquence de ce fait est qu'on ne peut pas augmenter le pas de calcul, une fois que la dynamique rapide a décrû jusqu'à une valeur suffisamment petite car la dynamique rapide est encore présente dans le circuit. Même si son effet ne contribue pas beaucoup à la dynamique du système, sa simulation doit quand même être stable.

En fin de compte, la rigidité du circuit offre seulement l'inconvénient de devoir suréchantillonner sa dynamique. Nous aurons un temps de simulation très grand, pouvant même être abusivement long. De plus, les erreurs d'arrondissements étant cumulatives, la simulation aura tendance à être moins précise et peut même diverger après un certain temps.

Nous rencontrons des problèmes beaucoup plus sérieux lorsque nous voulons simuler en temps réel un circuit fortement rigide. Dans ce cas, le pas de calcul est limité par la puissance de calcul disponible. Si le circuit possède des pôles trop rapides, il faut trouver une façon, par des techniques améliorées de modélisation ou de réduction de modèle, d'obtenir un modèle non-rigide qui ne tienne pas compte de la dynamique rapide [1]. Par contre, ce n'est pas toujours possible.

La difficulté de simuler les circuits contenant des thyristors réside dans le fait qu'ils sont toujours fortement rigides. Puisque nous nous proposons de développer une méthode de simulation de circuits contenant des thyristors, il semble logique de commencer par l'étude d'un circuit contenant un seul thyristor. Plus tard, nous étudierons un circuit contenant plusieurs thyristors. Par exemple, si nous étudions la position des pôles d'un circuit simple, contenant seulement un thyristor [13], tel que représenté dans la figure 2.9 de la page suivante, dont l'équation du courant dans la charge, en considérant le thyristor comme une résistance pure, est :

$$I_{ch} = \frac{R_{cap} V_s}{L_1 L_{ch} S^2 + (L_1 (R_{cap} + R_{ch}) + L_{ch} (R_{cap} + R_{th})) S + (R_{cap} R_{th} + R_{cap} R_{ch} + R_{th} R_{ch})}$$

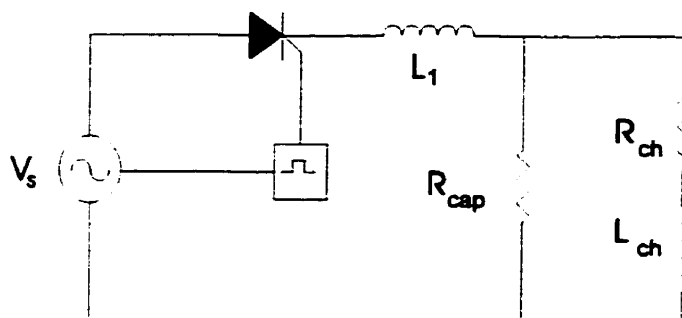


Figure 2.9 - Circuit simple à base de thyristor

Avec les valeurs des composantes suivantes :

$$\begin{array}{lll}
 R_{th} = 0.01 \, \Omega \text{ (en conduction)} & L_1 = 10 \, \mu\text{H} & R_{ch} = 2.5 \, \Omega \\
 1.0 \, \text{M}\Omega \text{ (hors conduction)} & R_{cap} = 10 \, \text{k}\Omega & L_{ch} = 300 \, \mu\text{H}
 \end{array}$$

Les pôles du circuit sont :

$$\begin{array}{lll}
 \text{en conduction :} & \lambda_1 = -8.1 \times 10^3 & \lambda_2 = -1.0 \times 10^9 \\
 \text{hors conduction :} & \lambda_1 = -33.0 \times 10^6 & \lambda_2 = -101.0 \times 10^9
 \end{array}$$

D'où les coefficients de rigidités qui suivent :

$$\begin{array}{lll}
 \text{en conduction :} & \text{coefficient de rigidité} = \lambda_2/\lambda_1 = & 127.6 \times 10^3 \\
 \text{hors conduction :} & \text{coefficient de rigidité} = \lambda_2/\lambda_1 = & 3.06 \times 10^3
 \end{array}$$

Dans les deux cas, la rigidité du circuit est très importante. Ces valeurs du coefficient de rigidité sont assez caractéristiques des circuits à base de thyristor. D'un autre côté, un circuit "amortisseur" accompagne habituellement le thyristor, tel que dans le circuit de la figure 2.10. En plus des avantages habituellement associés à la présence d'un amortisseur aux bornes du thyristor, il a l'avantage de réduire la rigidité du circuit.

$$\begin{aligned}
 R_{sn} &= 6.5 \, \Omega & R_{on} &= 0.01 \, \Omega \\
 C_{sn} &= 1 \, \mu\text{F} & R_{off} &= 1.0 \, \text{M}\Omega \\
 L_{th} &= 10 \, \mu\text{H} & R_{cap} &= 10.0 \, \text{k}\Omega \\
 R_{ch} &= 2.5 \, \Omega \\
 L_{ch} &= 300 \, \mu\text{H} \\
 V_s &= 10.0 \, \text{V}
 \end{aligned}$$

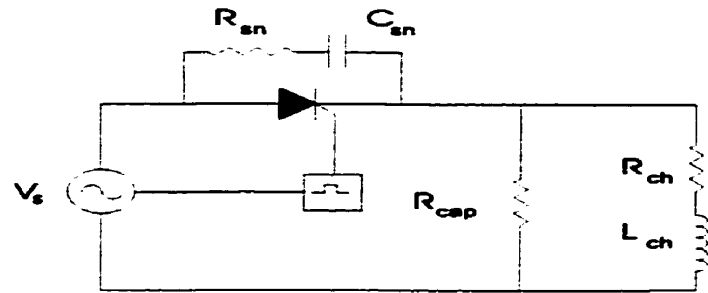


Figure 2.10 - Circuit simple avec un amortisseur

Malgré tout, l'ajout de l'amortisseur n'est pas suffisant, dans ce cas-ci, et le circuit est encore assez rigide pour nous causer des problèmes de simulation. Le coefficient de rigidité, en conduction, est

$$\lambda_2/\lambda_1 = 4.2 \times 10^3$$

On pourrait croire que les problèmes associés à la simulation de systèmes rigides s'apparentent aux problèmes rencontrés lors de la simulation de systèmes très rapides. En fait, ils sont très similaires. Dans les deux cas, un pas de calcul très petit doit être utilisé. Mais dans le cas des systèmes très rapides, la simulation en temps réel peut s'avérer impossible si la technologie ne permet pas d'atteindre les pas de calculs nécessaires. Il est alors impossible d'obtenir une simulation stable même en améliorant le modèle. Alors que pour les systèmes rigides, il arrive qu'il soit possible d'obtenir une simulation stable et précise malgré la présence d'une dynamique rapide [1].

### 2.5.2 - NON-LINÉARITÉ DU CIRCUIT

L'aspect le plus contraignant et en même temps le plus recherché du thyristor est sa capacité de changer d'état. C'est cette capacité qui permet au thyristor de servir d'interrupteur. Par contre, cette capacité qu'a le thyristor d'interrompre le courant circulant dans une partie du circuit, rend le circuit dernier non-linéaire. En fait, le thyristor permet de connecter ou déconnecter des parties du circuit, donc, d'un instant à l'autre, le circuit change.

La présence de cette non-linéarité introduit des phénomènes transitoires qui sont difficiles à simuler. Ceci est particulièrement évident lorsque le circuit est rigide, tel que discuté dans la précédente section.

La principale caractéristique de cette non-linéarité est la rapidité du changement d'état. C'est d'ailleurs dans la nature du thyristor de changer d'état très rapidement. Le temps de commutation peut même être considéré quasi-instantané si on le compare aux autres constantes de temps du circuit. Dans le cas d'un thyristor idéal, tel que représenté dans la figure 2.12, nous pouvons considérer qu'il change d'état de façon instantanée. Mais en réalité le thyristor passe par un continuum d'états intermédiaires, tel que dans la figure 2.11.

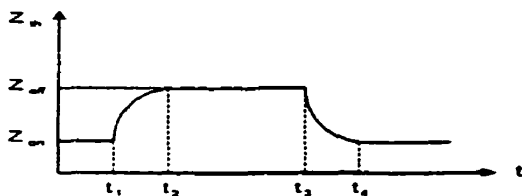


Figure 2.11 - Comportement réel du thyristor

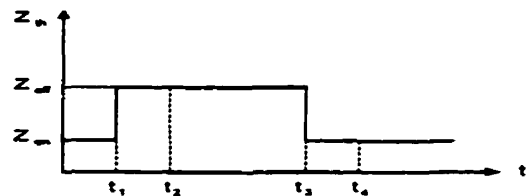


Figure 2.12 - Comportement idéal du thyristor

Lors de simulation en temps réel d'un thyristor, que l'on considère le thyristor comme étant idéal ou non, le changement d'état doit être considéré instantané. Le changement d'état du thyristor étant habituellement beaucoup plus rapide que le pas de calcul, le thyristor change d'état en un pas de calcul. Il n'y aura pas d'état intermédiaire entre l'état de conduction et l'état bloqué, ni dans un sens, ni dans l'autre, tel que dans l'exemple de la figure 2.13.

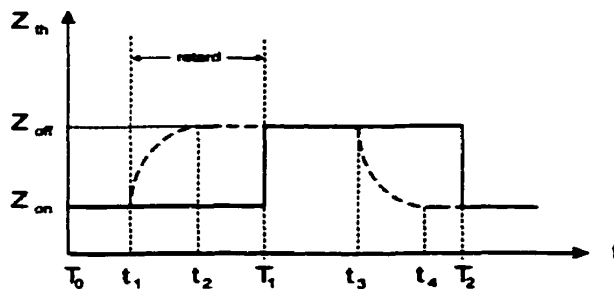


Figure 2.13 - Comportement discret du thyristor

## CHAPITRE 3

### APPROCHES DE SIMULATIONS

Dans la section consacrée aux simulateurs, il fut mentionné que plusieurs approches de simulation peuvent être utilisées pour modéliser et simuler un système. Sans faire un inventaire complet et une description détaillée de toutes les méthodes existantes, une courte description et analyse des trois méthodes les plus fréquemment rencontrées est présentée dans ce chapitre. Les méthodes étudiées sont l'approche entrée/sortie, l'approche par variables d'états et l'approche nodale. Comme nous verrons, ces trois approches peuvent être utilisées pour une simulation aussi bien en temps réel qu'en temps différé.

Pour chacune de ces approches, la méthode sera analysée d'abord pour représenter un système continu dans le but d'une simulation en temps différé. Ensuite, les modifications qui doivent être apportées à la méthode pour rendre la simulation propice à l'obtention du temps réel seront discutées et analysées. Dans chacun des cas, les approches seront étudiées dans le contexte de la simulation de circuit électrique et plus particulièrement de circuit à base de thyristor.

Quand on parle d'approche ou de méthode de simulation, on parle principalement de méthode de résolutions d'équations différentielles et plus particulièrement d'équations différentielles ordinaires (ODE) par opposition aux équations différentielles partielles.

Lorsque le modèle du système se présente sous forme d'une équation algébrique ou une série d'équations algébriques ordinaires, le système est très facile à simuler. Il suffit simplement de calculer ces équations, en faisant attention à l'ordre dans lequel les équations sont calculées. Mais il est rare qu'un système puisse être représenté par de simples équations algébriques. Habituellement, le modèle se présente sous forme d'une ou plusieurs équations différentielles ordinaires qui dépendent du temps. Plus particulièrement, les circuits

électriques se présentent toujours sous forme d'équations différentielles ordinaires, dès qu'ils contiennent un élément réactif tel qu'un condensateur ou une inductance.

En plus de contenir des équations différentielles, le modèle du système contient souvent des non-linéarités. Celles-ci seront traitées différemment et, en dehors des quelques contraintes qu'elles peuvent imposer à la simulation, elles sont relativement faciles à simuler.

Pour simuler une équation différentielle, il est toujours nécessaire de la convertir en une intégration, par exemple, la solution de l'équation :

$$\frac{dy(t)}{dt} = x(t)^2$$

sera 
$$y(t) = \int_a^b x(t)^2 dt$$

où  $x(t)$  représente l'entrée du système

$y(t)$  représente la sortie du système, soit la variable simulée

Donc toute méthode de résolution d'une équation différentielle ordinaire doit s'appuyer sur une méthode d'intégration. Plusieurs méthodes d'intégrations sont connues et couramment utilisées.

En plus de la méthode d'intégration, une méthode de résolution d'équations différentielles doit être utilisée. Par exemple, les équations différentielles qui représentent un système peuvent être homogènes ou non, elles peuvent être d'un ordre élevé ou non. L'approche de résolution d'une équation homogène ne sera pas la même pour une équation non-homogène. Aussi, il est plus simple de résoudre une équation différentielle d'ordre peu élevé, tel que d'ordre 1 ou 2, que les équations d'ordre plus élevé. Souvent il sera nécessaire de décomposer une équation différentielle d'un ordre élevé en plusieurs équations d'ordre 1 ou 2.



En résumé, pour simuler un système, connaissant son modèle sous forme d'équation différentielle, il faut choisir une méthode d'intégration et une approche de simulation, c'est à dire, une méthode de résolution.

### 3.1 - MÉTHODE D'INTÉGRATION

Encore une fois, sans faire une analyse détaillée des méthodes d'intégrations existantes, il est nécessaire d'avoir une idée des approches les plus classiquement utilisées. Certaines de ces méthodes s'appliquent plus particulièrement à la simulation de systèmes "continus" et sont des choix appropriés pour la simulation en temps différé. Tandis que d'autres sont préférées pour la simulation de systèmes "discrets" et seront choisies, de préférence, pour la simulation en temps réel.

A prime abord, de parler d'une méthode d'intégration "continue", c'est à dire, une méthode d'intégration adaptée à la simulation de systèmes "continus", est un abus de langage, lorsqu'on parle de simulation par ordinateur. En effet, il n'est pas possible de faire de la simulation "continue" avec un ordinateur. La seule chose que nous pouvons obtenir est le calcul de points, espacés régulièrement ou non, sur une courbe. Donc, toute simulation faite par ordinateur est forcément "discrète", échantillonnée.

La différence entre une simulation par ordinateur dite "continue" et une simulation par ordinateur dite "discrète" réside dans le fait que pour une simulation continue, un effort particulier est fait pour obtenir une simulation aussi précise que si elle avait réellement été faite de façon continue. Dans la simulation discrète, un tel effort n'est pas fait et la simulation subit une légère imprécision que l'on espère aussi petite que possible. La différence se situe principalement dans la méthode d'intégration numérique utilisée dans les deux cas.

A la base de l'intégration numérique se trouve une transformation du monde continu au

monde discret ou, en terme mathématique, de l'espace continu à l'espace discret. Si nous représentons une équation différentielle sa transformée de Laplace, par exemple, l'équation qui modélise une inductance :

$$v_L = L \frac{di_L}{dt} \Rightarrow v_L = s L i_L$$

cette équation sera résolue de la façon suivante :

$$i_L = \frac{1}{L} \frac{v_L}{s} \Rightarrow i_L = \frac{1}{L} \int_a^b v_L dt$$

La transformation de continu à discret consiste à transformer l'opérateur de dérivation  $s$  dans l'espace discret. Sans rentrer dans les détails de cette transformation, l'opérateur de dérivation  $s$  devient l'opérateur de retards  $z$  par la transformation [1] :

$$z = e^{sT} \quad \text{et} \quad s = \frac{1}{T} \ln z \quad \text{où} \quad T = \text{pas de calcul}$$

Cette transformation ne se fait pas facilement et une approximation sera plutôt utilisée. Les trois approximations les plus couramment utilisées sont Euler avant, Euler arrière et Trapézoïdale aussi appelée Tustin.

### 3.1.1 - APPROXIMATION D'EULER AVANT [1]

Dans cette approximation, on calcule l'intégrale à un point  $n$  en ajoutant à la valeur de l'intégrale calculée au point  $n-1$ , le rectangle se trouvant sous la courbe, en considérant que la courbe a conservé la même valeur depuis le point  $n-1$ .

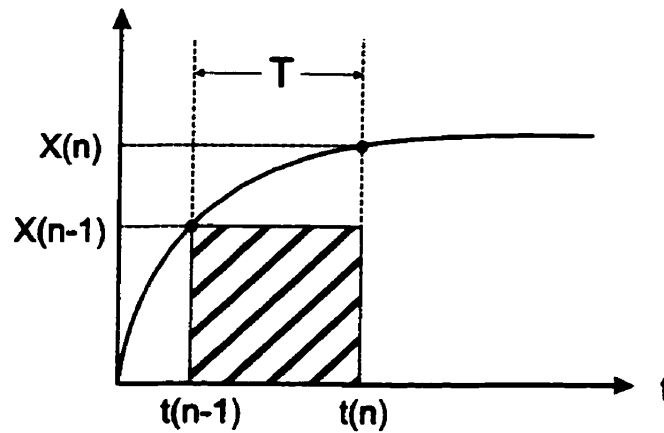


Figure 3.1 - Approximation d'Euler avant

$$\text{si} \quad y = \int_{t(n-1)}^{t(n)} x \, dt \quad \Rightarrow \quad y = \frac{1}{s} x$$

$$\text{alors} \quad y(n) = y(n-1) + T x(n-1)$$

$$\text{soit} \quad y = z^{-1} y + T z^{-1} x$$

$$\text{d'où} \quad y = \frac{T}{z - 1} x$$

donc l'approximation de Euler avant est :

$$\boxed{\frac{1}{s} \Rightarrow \frac{T}{z - 1}}$$

Elle est la moins précise des trois méthodes présentées ici et peut devenir instable, selon la valeur du pas de calcul et la position des pôles du système. Par contre, c'est une méthode dite "explicite" car le degré du numérateur, en fonction de  $z$ , est inférieur au degré du dénominateur.

### 3.1.2 - APPROXIMATION D'EULER ARRIÈRE [1]

De la même façon que pour l'approximation d'Euler avant, cette approximation calcule l'intégrale à un point  $n$  en ajoutant à la valeur de l'intégrale obtenue au point  $n-1$ , le rectangle se trouvant sous la courbe en considérant que la courbe avait la valeur obtenue à l'instant  $n$  pendant tout l'intervalle  $T$ .

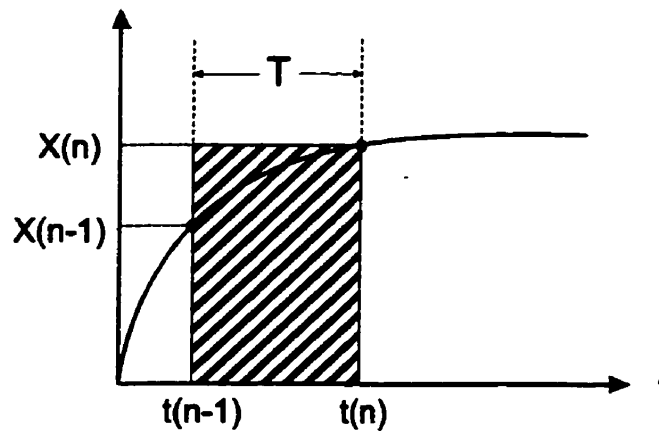


Figure 3.2 - Approximation d'Euler arrière

$$\text{si} \quad y = \int_{t(n-1)}^{t(n)} x \, dt \quad \Rightarrow \quad y = \frac{1}{s} x$$

$$\text{alors} \quad y(n) = y(n-1) + T x(n)$$

$$\text{soit} \quad y = z^{-1} y + T x$$

$$\text{d'où} \quad y = \frac{Tz}{z - 1} x$$

donc l'approximation de Euler avant est :

$$\boxed{\frac{1}{s} \Rightarrow \frac{Tz}{z - 1}}$$

C'est une méthode dite "implicite" car le degré du numérateur, en fonction de  $z$ , est le même que le degré du dénominateur. Cette méthode est toujours stable pour des pôles stables du système, soit des pôles dont la partie réelle est négative.

### 3.1.3 - APPROXIMATION TRAPÉZOÏDALE [1]

Cette dernière approximation calcule l'intégrale en ajoutant à la dernière valeur de l'intégrale, la surface du rectangle sous la courbe, en considérant que la courbe a conservé la même valeur depuis le dernier point de calcul. En cela, elle ressemble à la méthode d'Euler avant. Ensuite, on ajoute ou retranche un triangle rectangle dont l'hypoténuse est la droite entre les points au temps  $n-1$  et  $n$ .

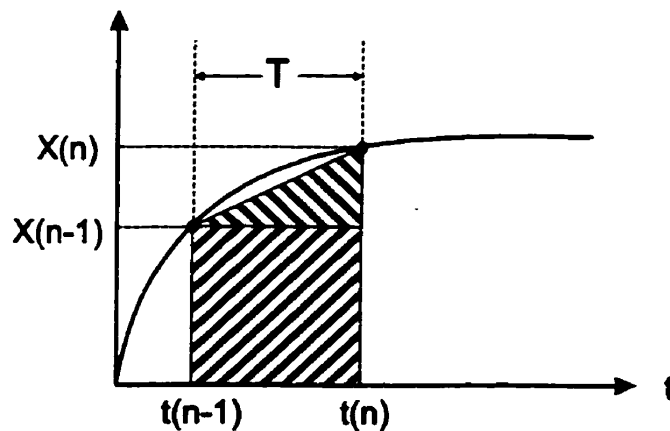


Figure 3.3 - Approximation trapézoïdale

$$\text{si} \quad y = \int_{t(n-1)}^{t(n)} x \, dt \quad \Rightarrow \quad y = \frac{1}{s} x$$

$$\text{alors} \quad y(n) = y(n-1) + T x(n-1) + \frac{T}{2} (x(n) - x(n-1))$$

$$\text{soit} \quad y = z^{-1} y + \frac{T}{2} z^{-1} x + \frac{T}{2} x$$

$$\text{d'où} \quad y = \frac{T(z+1)}{2(z-1)} x$$

donc l'approximation Trapézoïdale est :

$$\boxed{\frac{1}{s} \Rightarrow \frac{T(z+1)}{2(z-1)}}$$

Cette dernière approximation est beaucoup plus précise que les deux autres et sera souvent préférée lorsqu'elle peut être utilisée. C'est aussi une méthode dite "implicite" car le numérateur est du même degré que le dénominateur, en ce qui concerne l'opérateur  $z$ . Cette méthode est toujours stable pour des pôles stables du système, soit des pôles dont la partie réelle est négative.

Une chose que l'on peut remarquer, dans les trois méthodes d'intégrations numériques, est que l'opérateur d'intégration a été approximé par une équation algébrique ordinaire.

$$\text{Euler avant :} \quad y(n) = y(n-1) + T x(n-1)$$

$$\text{Euler arrière :} \quad y(n) = y(n-1) + T x(n)$$

$$\text{Trapézoïdale :} \quad y(n) = y(n-1) + T x(n-1) + \frac{T}{2} (x(n) - x(n-1))$$

Ces équations, utilisées de façon récursive, nous permettent de connaître l'intégrale d'un signal au fur et à mesure que de nouvelles valeurs du signal d'entrée sont connues. C'est le principe de base de la simulation numérique.

Il est clair, à partir de ces trois démonstrations, que la précision de l'intégrale ainsi obtenue dépend directement de l'espace entre les points de la courbe. C'est le pas de calcul ou le pas d'échantillonnage, appelé  $T$ .

### 3.1.4 - STABILITÉ DE LA SIMULATION

En plus de la précision de la simulation, le pas de calcul est déterminant pour la stabilité de la simulation. La stabilité de la simulation n'a rien à voir avec la stabilité du système simulé. En fait, la stabilité du système est connue a priori mais ne garantit pas la stabilité de la simulation. L'approximation faite avec les méthodes d'intégration décrites ci-dessus peut rendre instable la simulation d'un système stable. Prenons, en guise d'exemple, un système d'ordre 1, soit le système décrit par l'équation suivante :

$$\frac{y}{x} = \frac{1}{s - a}$$

ce système a le pôle suivant  $s = a$  où  $a$  est négatif

du moment que  $a$  est plus petit que zéro, le système est stable [1].

Si nous appliquons chacune des trois méthodes d'intégration discutées plus tôt à ce système, en considérant  $T$  comme étant le pas de calcul, nous obtenons pour Euler avant :

$$\frac{y}{x} = \frac{1}{\frac{(z-1)}{T} - a} = \frac{T}{z - (1 + aT)} \quad \text{avec un pôle à} \quad z = 1 + aT$$

pour Euler arrière :

$$\frac{y}{x} = \frac{1}{\frac{(z-1)}{Tz} - a} = \frac{Tz}{(1 - aT)z - 1} \quad \text{avec un pôle à} \quad z = \frac{1}{1 - aT}$$

pour Trapézoïdale :

$$\frac{y}{x} = \frac{1}{\frac{2(z-1)}{T(z+1)} - a} = \frac{T(z+1)}{(2-aT)z - (2+aT)} \quad \text{avec un pôle à} \quad z = \frac{2+aT}{2-aT}$$

Il est clair que la position des pôles de l'équivalent "discret" du système dépend directement du pas de calcul choisit. Sachant que par la transformation  $s$  à  $z$ , les pôles du système continu sont transposés dans le plan de  $z$ . Sachant aussi que le cercle unitaire, centré à l'origine du plan de  $z$ , correspond au demi-plan gauche du plan de  $s$ , alors il faut que le pas de calcul choisi, place les pôles du système discret à l'intérieur du cercle unitaire. Donc pour chacune des approximations, nous devons choisir un pas de calcul tel que

$$-1 < z < 1$$

pour Euler avant :	$-2 < aT < 0$	
pour Euler arrière :	$aT < 0$	toujours stable
pour Trapézoïdale :	$aT < 0$	toujours stable

Par contre, cette règle ne garantit que la stabilité de l'équation discrète du système. Lorsque simulée par un ordinateur, la limite de précision des nombres et des calculs imposée par la représentation binaire peut rendre la simulation instable.

De plus, lorsque les pôles de l'équation discrète se situent dans la partie négative du plan de  $z$ , même si la simulation n'est pas instable, elle contient des modes oscillatoires non-désirables. En fait, il serait préférable que les pôles discrets se limite à l'axe réel positif compris entre 0 et 1. Entre -1 et 0, la simulation sera considérée désynchronisée [1]. Donc nous considérons la simulation comme étant stable lorsque

$$0 < z < 1$$

pour Euler avant :	$-1 < aT < 0$	
pour Euler arrière :	$aT < 0$	toujours stable
pour Trapézoïdale :	$-2 < aT < 0$	



Donc, pour choisir un pas de calcul  $T$ , il faut connaître les pôles du système continu et choisir un pas de calcul qui permet de satisfaire les inégalités ci-dessus pour tous les pôles du système. En réalité, il suffit seulement de choisir un pas de calcul qui satisfait les inégalités, selon la méthode d'intégration utilisée, pour le pôle le plus rapide.

La démonstration qui précède provient de la référence [1].

Dans la simulation en temps réel, on se contente de l'approximation fournie par les méthodes d'intégration ci-haut mentionnées et on choisit un pas de calcul qui est réalisable avec la technologie disponible et qui donne une précision acceptable.

Par contre, dans la simulation en temps différé, puisque la précision est le point dominant, un travail supplémentaire est fait. On ne se contente pas de cette approximation et un calcul itératif, répétitif, est fait pour parfaire le résultat.

Par exemple, le résultat de l'intégration est testé et une erreur est ainsi obtenue. Cette erreur est alors utilisée pour améliorer la solution, et ainsi de suite, jusqu'à ce que l'erreur soit plus petite qu'une valeur prédéterminée. C'est une méthode d'intégration dite "continue à pas fixe" [1].

Un autre exemple serait de refaire le calcul de l'intégrale mais avec un pas de calcul deux fois plus petit. Le nouveau résultat est comparé au résultat précédent, ce qui permet encore une fois de déterminer une erreur. Si l'erreur est trop grande, alors on répète le processus avec un pas encore plus petit et on compare avec le précédent résultat. Ainsi de suite, jusqu'à ce que l'erreur devienne plus petite qu'une valeur prédéterminée. C'est une méthode d'intégration dite "continue à pas variable" [1].

L'importance du travail fait pour obtenir une intégration précise, comparable à une

intégration continue, montre bien que ces approches ne sont pas réalisables pour une simulation en temps réel. En dehors du fait que le travail itératif nécessaire pour ces deux approches est très important, il est impossible d'utiliser ces approches, puisque la simulation en temps réel est souvent connectée au monde réel. Par exemple, avec la méthode à pas fixe, l'approximation de l'intégrale doit être testée. Pour ce faire, il faut que le résultat soit injecté dans le système en considérant le temps comme étant figé à l'instant  $n$ . Ceci est physiquement impossible si la simulation est connectée au monde réel où il est impossible de figer le temps. De plus, une approximation trop grossière pourrait avoir des résultats désastreux sur un équipement qui serait connecté à la simulation.

Dans l'autre cas, avec la méthode à pas variable, il faut avoir la possibilité de revenir en arrière dans le temps pour refaire les calculs mais avec un pas de calcul plus petit. Ici aussi, il est physiquement impossible de revenir en arrière dans le temps alors que la simulation est connectée au monde réel.

Évidemment, si la simulation en temps réel n'est jamais et ne sera jamais connectée au monde réel, il serait possible de faire cet effort de calcul supplémentaire, du moment qu'on dispose d'une puissance de calcul suffisante. Mais, dans ce cas, nous perdons la principale raison pour laquelle on fait de la simulation en temps réel.

### 3.2 - APPROCHES DE SIMULATIONS

Pour les trois approches de simulation qui suivent, l'analyse utilise le circuit de test de la figure 3.4. Ce circuit de test fut déjà utilisé dans le chapitre 2 où les difficultés de sa simulation furent mises en évidence. Dans ce cas-ci, le thyristor est modélisé par une résistance à deux états ( $R_{on}$ ,  $R_{off}$ ) en série avec une inductance. L'inductance est ajoutée, au modèle utilisé pour représenter le thyristor, seulement dans le but de briser les boucles algébriques présentes dans le circuit. Ces boucles algébriques sont une nuisance pour la

simulation et il en sera question plus tard dans ce document.

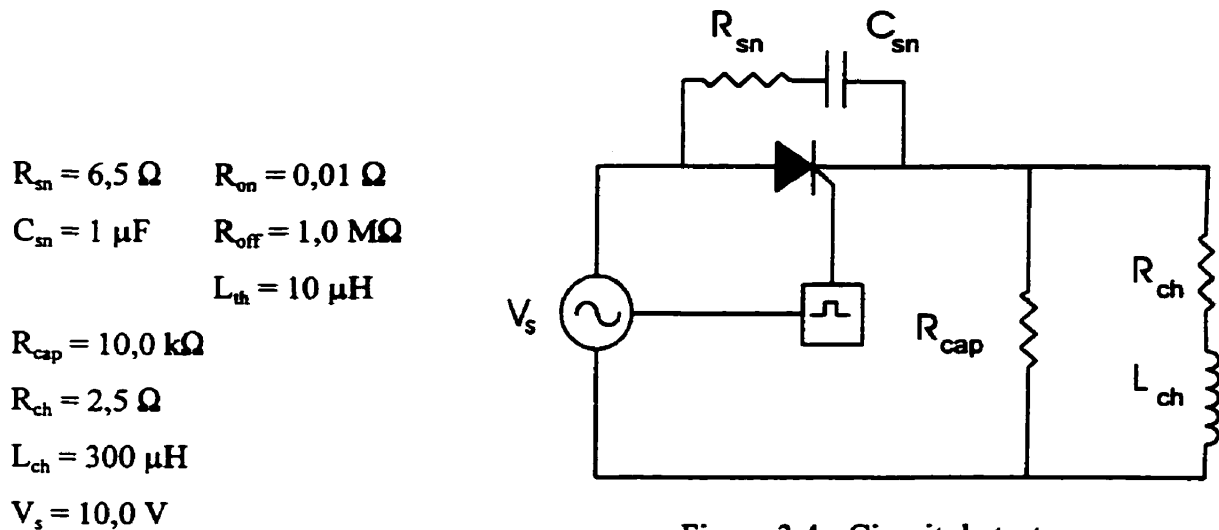


Figure 3.4 - Circuit de test

### 3.2.1 - APPROCHE ENTRÉE/SORTIE

L'approche entrée/sortie se base sur le principe de "boîte noire" pour représenter un système. En d'autres mots, le système est représenté sous forme d'un bloc ayant une entrée et une sortie. L'équation représente une fonction de transfert qui transforme l'entrée en la sortie. C'est l'équation différentielle ordinaire qui modélise le système et elle est habituellement représentée par sa transformée de Laplace dont la forme générale est

$$y(s) = \frac{a_0 + a_1 s + a_2 s^2 + \dots + a_m s^m}{b_0 + b_1 s + b_2 s^2 + \dots + b_n s^n} u(s) \quad \text{où} \quad m < n$$

Avec cette équation et avec une méthode d'intégration appropriée, la sortie peut être calculée pour n'importe quel entrée. Par exemple, en appliquant cette approche au circuit de test de la figure 3.4, nous obtenons la fonction de transfert suivante pour le courant de charge :

$$I_{ch} = \frac{(a_2 s^2 + a_1 s + a_0) V_s}{b_4 s^4 + b_3 s^3 + b_2 s^2 + b_1 s + b_0}$$

où

$$a_2 = R_{cap} L_{th} C_{sn}$$

$$a_1 = R_{cap} (R_{th} + R_{sn}) C_{sn}$$

$$a_0 = R_{cap}$$

et  $b_4 = L_{ch}^2 L_{th} C_{sn}$

$$b_3 = L_{ch} C_{sn} ((R_{cap} + R_{ch}) L_{th} + (R_{sn} + R_{ch}) L_{th} + (R_{sn} + R_{th}) L_{ch})$$

$$b_2 = (R_{cap} + R_{ch}) ((R_{sn} + R_{ch}) L_{th} + (R_{sn} + R_{th}) L_{ch}) C_{sn} + ((R_{th} R_{sn} + R_{ch} R_{th} + R_{ch} R_{sn}) C_{sn} + L_{th} + L_{ch}) L_{ch}$$

$$b_1 = (R_{cap} + R_{ch}) ((R_{th} R_{sn} + R_{ch} R_{th} + R_{ch} R_{sn}) C_{sn} + L_{th} + L_{ch}) + (R_{th} + R_{ch}) L_{ch}$$

$$b_0 = (R_{cap} + R_{ch}) (R_{th} + R_{ch})$$

Un avantage de cette approche est le fait que les racines du polynôme se trouvant au dénominateur nous renseignent sur la stabilité du système. Ce point est essentiel en contrôle de système, mais dans un contexte de simulation, la stabilité du système est connue apriori. Ce qui nous intéresse plutôt c'est la stabilité de la simulation, comme discuté dans la section 3.1.4. Dans le cas présent, si nous considérons que le thyristor est en conduction, les pôles sont

$$\begin{aligned} s_1 &= -33,3 \times 10^6 & , & & s_2 &= -8,1 \times 10^3 \\ s_3 &= -4,36 \times 10^5 & , & & s_4 &= -2,37 \times 10^5 \end{aligned}$$

d'où un coefficient de rigidité égale à

$$\frac{s_1}{s_2} = 4,2 \times 10^3$$

D'un autre côté, les pôles du système nous donnent une information essentielle, en ce qui concerne la simulation. Les pôles, par leur distance de l'axe imaginaire du plan complexe,

nous informent de la rapidité du système. Ce renseignement est essentiel au choix du pas de calcul qui devra être utilisé lors de la simulation. Une règle empirique pour le choix du pas de calcul est exprimée sous la forme de l'inégalité suivante [1] :

$$T \leq \frac{2\pi}{5|s|_{\max}} \quad \begin{array}{ll} \text{où} & s = \text{pôles du système} \\ \text{et} & T = \text{pas de calcul} \end{array}$$

Cette approche est particulièrement sensible au positionnement des pôles. Si les pôles sont très éloignés de l'axe imaginaire, alors le pas de calcul qui doit être utilisé est extrêmement petit, ce qui rend la simulation particulièrement lente. De plus, si le système est rigide, tel que discuté plutôt, alors le pas de calcul nécessaire est abusivement petit par rapport à la dynamique intéressante du système, la dynamique lente. Dans le cas du circuit simple, le pas de calcul qui devrait être utilisé est excessivement petit.

$$T \leq \frac{2\pi}{5(33,3 \times 10^6)} = 37,7 \text{ ns}$$

Dans ce dernier cas, il existe des algorithmes d'intégrations numériques à pas variables qui permettent de simuler de tels systèmes, par exemple, l'algorithme de Gear [1]. Dans ces algorithmes, le pas de calcul est réduit seulement lorsque nécessaire, soit lors des transitoires rapides ou lorsque l'erreur de simulation devient trop grande. Cela permet d'améliorer un peu le temps de simulation, mais il reste souvent excessivement long et ces algorithmes ne peuvent pas être utilisés pour une simulation en temps réel.

En fait, cette valeur empirique du pas de calcul nous permet d'évaluer le pas de calcul en rapport avec les constantes de temps du système. Mais il ne détermine pas le pas de calcul nécessaire pour atteindre la stabilité de la simulation. Avec ce pas de calcul, nous nous assurons que la simulation pourra mettre en évidence même les dynamiques les plus rapides. En ce qui concerne la stabilité de la simulation, par contre, un pas de calcul plus large peut,

dans certains cas, être utilisé. Par exemple, si nous discrétisons la fonction de transfert du circuit de test à l'aide des trois méthodes d'intégrations discutées plus tôt, une analyse de la position des pôles de la fonction de transfert discrétisée nous permet de déterminer le pas de calcul maximum pouvant être utilisé pour que la simulation soit stable au sens discuté dans la section 3.1.4.

Euler avant :	stable pour	$T < 30 \text{ ns}$
Euler avant :	stable pour	$T > 0$
Trapézoïdale :	stable pour	$T < 60 \text{ ns}$

Un désavantage de cette approche de simulation est le fait que les autres signaux du système ne sont pas accessibles à moins de développer une fonction de transfert pour chacun. Ainsi, dans le circuit de test, la tension  $V_{ak}$  aux bornes du thyristor, le courant  $I_{ak}$  qui traverse le thyristor ainsi que la tension  $V_{ch}$  aux bornes de la charge ne sont pas directement accessibles et une équation doit être développée pour chacun de ces signaux. De plus, la représentation du système sous forme d'une fonction de transfert n'est réalisable que pour les systèmes les plus simples. Dès que le système devient trop gros, trop compliqué, il est extrêmement difficile d'obtenir une équation qui le représente au complet.

Une autre difficulté de l'approche entrée/sortie est la représentation d'un système contenant des non-linéarités. L'approche entrée/sortie suppose que l'équation du système caractérise entièrement le comportement du système pour toutes les entrées possibles. Mais ce n'est pas possible lorsque le système contient des non-linéarités. Par exemple, les changements d'états du thyristor impliquent un changement de l'impédance  $R_{th}$ . Cette impédance se trouve impliquée dans le calcul de chacun des coefficients de la fonction de transfert. Donc, lors des commutations du thyristor, la fonction de transfert change complètement d'un instant à l'autre. En d'autres mots, ce n'est plus le même système qui est simulé.

Pour ces deux raisons, le système est habituellement décomposé en plusieurs fonctions de transferts qui, reliées entre elles, fournissent une représentation complète du système, incluant les non-linéarités. Ceci permet en plus d'avoir accès aux différents signaux d'intérêts. Par exemple, le circuit de test pourrait être représenté tel que dans la figure 3.5.

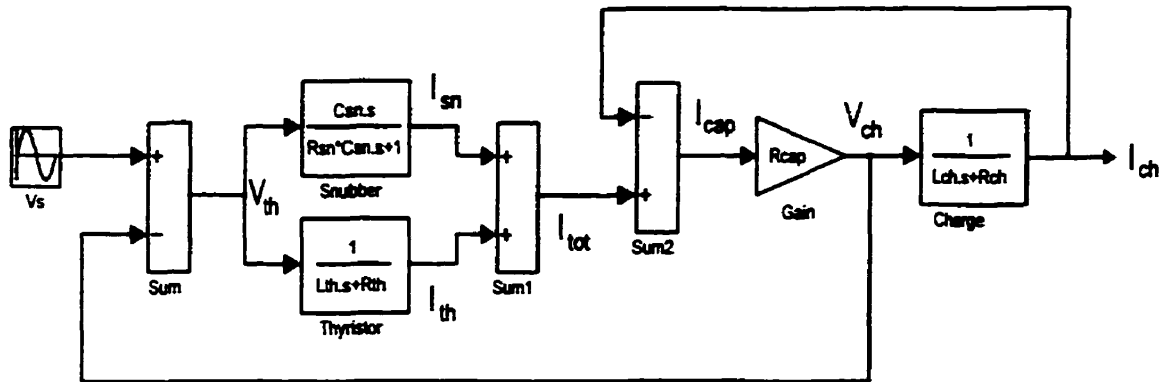


Figure 3.5 - Schéma bloc du circuit de test

Cette représentation du circuit de test procure les équations suivantes :

$$\begin{aligned}
 V_{th} &= V_s - V_{cap} \\
 I_{th} &= \frac{V_{th}}{sL_{th} + R_{th}} & \text{et} & \quad I_{sn} = \frac{sC_{sn}V_{th}}{sR_{sn}C_{sn} + 1} \\
 I_{tot} &= I_{th} + I_{sn} & \text{et} & \quad I_{cap} = I_{tot} - I_{ch} \\
 V_{cap} &= V_{ch} = R_{cap}I_{cap} \\
 I_{ch} &= \frac{V_{ch}}{sL_{ch} + R_{ch}}
 \end{aligned}$$

Cette représentation du circuit de test nous amène à un autre problème rencontré. La plupart des systèmes, lorsque représentés par plusieurs fonctions de transferts, contiennent des

"rétroactions". Habituellement ces rétroactions ne causent pas de problèmes sauf lorsque nous désirons simuler le système en temps réel.

Comme il fut mentionné plus tôt, il faut "discrétiser" le système d'équations. Pour ce faire, les méthodes d'intégration décrites précédemment peuvent être utilisées. Par contre, deux de ces méthodes d'intégration sont dites "implicites", soit la méthode Euler arrière et Trapézoïdale. Lorsqu'une méthode d'intégration implicite est utilisée, l'équation du système requière l'entrée au temps  $n$  du système pour pouvoir calculer la sortie au temps  $n$ . Ordinairement, cela ne cause pas de problème particulier. Mais lorsque l'équation fait partie d'une boucle de rétroaction, l'entrée de l'équation dépend de la sortie au même temps. Cette situation crée une "boucle algébrique". Par exemple, si nous prenons les équations qui permettent de calculer le courant  $I_{ch}$  dans la charge du circuit de test. En prenant le courant total  $I_{tot}$  comme entrée et avec la méthode d'intégration d'Euler arrière, nous obtenons le système d'équations suivant :

$$I_{cap}(n) = I_{tot}(n) - I_{ch}(n) \quad \text{et} \quad V_{cap}(n) = V_{ch}(n) = R_{cap} I_{cap}(n)$$

$$I_{ch}(n) = \frac{TV_{ch}(n) + L_{ch}I_{ch}(n-1)}{TR_{ch} + L_{ch}}$$

Ces trois équations forment une boucle algébrique. Dans le cas présent, la présence de boucles algébriques dans le système d'équations détruit la stabilité de la simulation

### 3.2.1.1 - RÉSOLUTION DE BOUCLES ALGÈBRIQUES

Les boucles algébriques sont de sérieux problèmes pour la simulation en temps réel. Pour les résoudre, nous pouvons utiliser une des trois méthodes suivantes :



## 1 - RÉSOLUTION PAR MANIPULATION ALGÈBRIQUE

Souvent le système d'équations qui forme la boucle algébrique est assez facile à résoudre avec quelques manipulations algébriques. Par exemple, avec les trois équations précédentes, nous pourrions obtenir l'équation suivante :

$$I_{ch}(n) = \frac{TR_{cap}I_{tot}(n) + L_{ch}I_{ch}(n-1)}{T(R_{ch} + R_{cap}) + L_{ch}}$$

Cette équation ne dépend plus de  $I_{ch}$  au temps  $n$ . Par contre, si nous désirons faire ce même calcul pour résoudre la deuxième boucle algébrique du circuit de test, les choses se compliquent considérablement. Le courant  $I_{tot}$  dépend du courant dans le thyristor ainsi que dans l'amortisseur. Ces deux derniers courants dépendent de la tension aux bornes du thyristor qui, lui, dépend de la tension aux bornes du capteur  $R_{cap}$ . Finalement, cette dernière tension dépend du courant total  $I_{tot}$ , et la boucle est complétée. Cette méthode de résolution des boucles algébriques ne peut, par contre, être utilisée lorsque des parties non-linéaires du système font partie de la boucle.

## 2 - RÉSOLUTION PAR APPROXIMATIONS SUCCESSIVES

Les boucles algébriques peuvent être résolues par une méthode appelée "itérations à point fixe" [1] qui consiste à faire une approximation de la variable formant la boucle. Par exemple, le courant  $I_{ch}$  de l'exemple ci-dessus. Cette approximation est ensuite testée dans le système d'équations qui forme la boucle algébrique. Une nouvelle approximation est ainsi obtenue et testée de nouveau. Le travail itératif se termine lorsque l'approximation et le résultat du test diffèrent par une erreur très petite, fixée à l'avance.

L'inconvénient de cette méthode est qu'elle ne converge pas toujours. Dans ce cas, la boucle algébrique ne peut pas être résolue. De plus, le travail itératif important qui doit être fait est

incompatible avec une simulation en temps réel car il accroît considérablement l'effort de calcul nécessaire à chaque pas de calcul.

### 3 - RÉOLUTION PAR AJOUT DE RETARD

Il est possible de briser une boucle algébrique en ajoutant un retard unitaire, c'est à dire, un retard d'un pas de calcul à l'intérieure de la boucle. Par exemple, si nous ajoutons un retard dans le système d'équations de l'exemple ci-dessus pour que la tension  $V_{cap}(n)$  dépende du courant  $I_{cap}(n-1)$  alors il n'y a plus de boucle algébrique. Nous aurions le système d'équations suivant :

$$I_{cap}(n) = I_{tot}(n) - I_{ch}(n) \quad \text{et} \quad V_{cap}(n) = V_{ch}(n) = R_{cap} I_{cap}(n-1)$$

$$I_{ch}(n) = \frac{TV_{ch}(n) + L_{ch}I_{ch}(n-1)}{TR_{ch} + L_{ch}}$$

Par contre, il n'est pas toujours possible d'ajouter des retards car ils modifient le système et peuvent le rendre instable. C'est le cas pour le circuit de test.

En conclusion, l'approche entrée/sortie semble une approche naturelle pour représenter un système. Par contre, elle est très sensible aux systèmes rigides. Aussi, selon la méthode d'intégration numérique choisie, la présence de boucles algébriques dans le système d'équations peut détériorer les performances de la simulation.

#### 3.2.2 - APPROCHE PAR VARIABLES D'ÉTATS

L'approche par variable d'états est une variante de l'approche entrée/sortie. Habituellement on développe d'abord la représentation entrée/sortie du système pour ensuite bâtir la représentation dans l'espace d'état.

Cette représentation se base sur la notion d'état du système, c'est-à-dire, n'importe quelle caractéristique d'un système qui peut subir une transformation, une évolution, au fur et à mesure que le temps évolue. Par exemple, l'énergie du système ou la vitesse dans un système mécanique, ou encore le courant dans un circuit, etc., ainsi que leurs dérivées. Mais, plus simplement, les états habituellement considérés sont tous les termes "dérivés" dans l'équation différentielle qui modélise le système. En conséquence de quoi, il arrive souvent que les états utilisés n'aient pas de signification physique particulière et sont uniquement issus d'un changement de variable commode. Par exemple, si nous partons de la fonction de transfert du circuit de test, soit

$$I_{ch} = \frac{(a_2 s^2 + a_1 s + a_0) V_s}{b_4 s^4 + b_3 s^3 + b_2 s^2 + b_1 s + b_0}$$

où les coefficients  $a_m$  et  $b_n$  ont été donnés dans la section 3.2.1, cette équation peut être réécrite de la façon suivante

$$b_4 s^4 I_{ch} + b_3 s^3 I_{ch} + b_2 s^2 I_{ch} + b_1 s I_{ch} + b_0 \dot{I}_{ch} = a_2 s^2 V_s + a_1 s V_s + a_0 V_s$$

cette équation correspond à l'équation différentielle suivante

$$b_4 \frac{d^4 I_{ch}}{dt^4} + b_3 \frac{d^3 I_{ch}}{dt^3} + b_2 \frac{d^2 I_{ch}}{dt^2} + b_1 \frac{d I_{ch}}{dt} + b_0 I_{ch} = a_2 \frac{d^2 V_s}{dt^2} + a_1 \frac{d V_s}{dt} + a_0 V_s$$

ou

$$\frac{d^4 I_{ch}}{dt^4} + \frac{b_3}{b_4} \frac{d^3 I_{ch}}{dt^3} + \frac{b_2}{b_4} \frac{d^2 I_{ch}}{dt^2} + \frac{b_1}{b_4} \frac{d I_{ch}}{dt} + \frac{b_0}{b_4} I_{ch} = \frac{a_2}{b_4} \left( \frac{d^2 V_s}{dt^2} + \frac{a_1}{a_2} \frac{d V_s}{dt} + \frac{a_0}{a_2} V_s \right)$$

Alors le courant  $I_{ch}$  ainsi que ses termes dérivés sont considérés comme des états du système, même si les termes dérivés n'ont pas un sens physique bien défini. Par contre, les termes dérivés de l'entrée  $V_s$  et l'entrée  $V_s$  ne sont pas considérés comme des états du système car ils n'appartiennent pas directement au système. Une forme abrégée de cette équation

différentielle serait

$$I_{ch}^{(4)} + d_3 I_{ch}^{(3)} + d_2 I_{ch}^{(2)} + d_1 I_{ch}^{(1)} + d_0 I_{ch} = K(V_s^{(2)} + c_1 V_s^{(1)} + c_0 V_s)$$

avec  $d_3 = b_3/b_4$  ,  $d_2 = b_2/b_4$  ,  $d_1 = b_1/b_4$  ,  $d_0 = b_0/b_4$

et  $c_1 = a_1/a_2$  ,  $c_0 = a_0/a_2$

et  $K = a_2/b_4$

À partir de cette dernière équation, il est relativement aisé de bâtir la représentation dans l'espace d'états du circuit de test. Par contre, le changement de variable suivant est nécessaire.

Posons

$$\frac{x}{V_s} = \frac{1}{s^4 + d_3 s^3 + d_2 s^2 + d_1 s + d_0}$$

et  $\frac{I_{ch}}{x} = K(s^2 + c_1 s + c_0)$

alors  $s^4 x + d_3 s^3 x + d_2 s^2 x + d_1 s x + d_0 x = V_s$

ou

$$s^4 x = -d_3 s^3 x - d_2 s^2 x - d_1 s x - d_0 x + V_s$$

posons

$$x_1 = x \quad \Rightarrow \quad s x_1 = s x = x_2$$

$$x_2 = s x \quad \Rightarrow \quad s x_2 = s^2 x = x_3$$

$$x_3 = s^2 x \quad \Rightarrow \quad s x_3 = s^3 x = x_4$$

$$x_4 = s^3 x \quad \Rightarrow \quad s x_4 = s^4 x = -d_3 x_4 - d_2 x_3 - d_1 x_2 - d_0 x_1 + V_s$$

De ces dernières équations, nous tirons la représentation matricielle du système d'équations

$$s \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \\ x_4 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ -d_0 & -d_1 & -d_2 & -d_3 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \\ x_4 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix} V_s$$

soit l'équation matricielle

$$s X = A X + B V_s$$

et

$$I_{ch} = K(s^2 x + c_1 s x + c_0 x) = K(x_3 + c_1 x_2 + c_0 x_1)$$

donc

$$I_{ch} = K \begin{bmatrix} c_0 & c_1 & 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \\ x_4 \end{bmatrix}$$

soit l'équation matricielle

$$I_{ch} = K C X$$

Avec ces deux équations matricielles, le système est entièrement caractérisé. Notons que les états  $x_1$ ,  $x_2$ ,  $x_3$  et  $x_4$  ne représentent pas des états internes du système. Ils sont issus uniquement d'une transformation de l'équation différentielle du système et n'ont pas de signification propre au système.

Comme dans le cas de l'approche entrée/sortie, ce système d'équations nous donne des informations précieuses. Par exemple, les valeurs propres de la matrice  $A$  correspondent aux pôles du système comme dans le cas des racines du dénominateur de la fonction de transfert. Nous pouvons, avec cette information, déterminer le pas de calcul requis, comme dans le cas de l'approche entrée/sortie. En fait, tout ce qui a été dit sur l'approche entrée/sortie peut être dit sur l'approche par variables d'états.

Contrairement à l'approche entrée/sortie, les signaux internes du système sont accessibles s'ils ont été choisis comme variables d'états, sinon ils ne sont pas accessibles à moins de décomposer le système en plusieurs systèmes d'équations matricielles.

D'un autre côté, la représentation par variables d'états a l'avantage de permettre la représentation d'un système multivariable soit plusieurs entrées et/ou plusieurs sorties. Dans la simulation de système, cette capacité de la représentation d'états est particulièrement intéressante.

Autrement, la représentation par variables d'états n'a un intérêt particulier que pour le contrôle de système en donnant la possibilité de contrôler non seulement l'état de la sortie du système mais aussi certains états internes.

### 3.2.3 - APPROCHE NODALE

L'approche nodale est une autre méthode permettant de bâtir le système d'équations du système. Cette approche est assez différente des deux premières. Premièrement, elle s'applique presque exclusivement à la simulation de circuits électriques. Si d'autres types de systèmes doivent être simulés, alors on doit leur trouver un équivalent électrique pour que l'approche nodale puisse être utilisée. Deuxièmement, la discrétisation se fait avant de bâtir le système d'équations contrairement aux deux précédentes approches.

L'approche nodale se base sur la loi des noeuds de Kirchhoff ainsi que sur le théorème de superpositions. A partir de la somme des courants entrants et sortants de chaque noeud, un système d'équations linéaires est bâti sous forme matricielle. Mais avant de procéder à l'élaboration des équations du circuit, les éléments réactifs (inductances, condensateurs) sont remplacés par un équivalent "discret" [3].

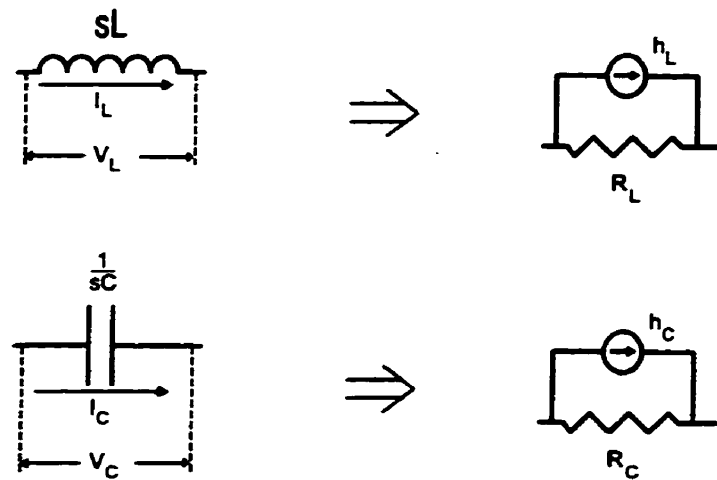


Figure 3.6 - Équivalent nodale de l'inductance et du condensateur

En se basant sur l'approximation trapézoïdale, les inductances et les condensateurs sont remplacés par une résistance équivalente avec une source de courant en parallèle. La source de courant représente un "historique" de courant.

pour l'inductance :                      sachant que                       $V_L = sLI_L$

alors en appliquant l'approximation trapézoïdale                       $s \rightarrow \frac{T(z-1)}{2(z+1)}$

on obtient                       $V_L = \frac{T(z-1)}{2(z+1)}LI_L$                       d'où                       $I_L = z^{-1}I_L + \frac{T}{2L}z^{-1}V_L + \frac{T}{2L}V_L$

ce qui donne l'équation                       $I_L(n) = I_L(n-1) + \frac{T}{2L}V_L(n-1) + \frac{T}{2L}V_L(n)$

posons

$G_L = \frac{T}{2L}$	et	$h_L(n-1) = I_L(n-1) + G_L V_L(n-1)$
----------------------	----	--------------------------------------

alors

$$I_L(n) = h_L(n-1) + G_L V_L(n)$$

Pour le condensateur :

sachant que

$$V_c = \frac{I_L}{sC}$$

alors en appliquant l'approximation trapézoïdale

$$s \rightarrow \frac{T(z-1)}{2(z+1)}$$

alors  $V_C = \frac{2(z+1)}{T(z-1)} \frac{I_L}{C}$  d'où  $I_C = -z^{-1}I_C - \frac{2C}{T}z^{-1}V_C + \frac{2C}{T}V_C$

ce qui donne l'équation

$$I_C(n) = -I_C(n-1) - \frac{2C}{T}V_C(n-1) + \frac{2C}{T}V_C(n)$$

posons

$$G_C = \frac{2C}{T} \quad \text{et} \quad h_C(n-1) = -I_C(n-1) - G_C V_C(n-1)$$

alors

$$I_C(n) = h_C(n-1) + G_C V_C(n)$$

Avec ces deux transformations et la loi des noeuds, un système d'équations linéaires peut être bâti pour n'importe quel circuit. Notons que les "historiques" de courant ( $h_L$ ,  $h_C$ ) représentent l'influence du courant qui traversait la composante au temps de calcul précédent. D'une certaine façon, l'historique de courant peut représenter l'énergie accumulée dans la composante réactive jusqu'à l'instant  $t(n-1)$ . Appliqués au circuit de test, nous obtenons l'équivalent suivant :



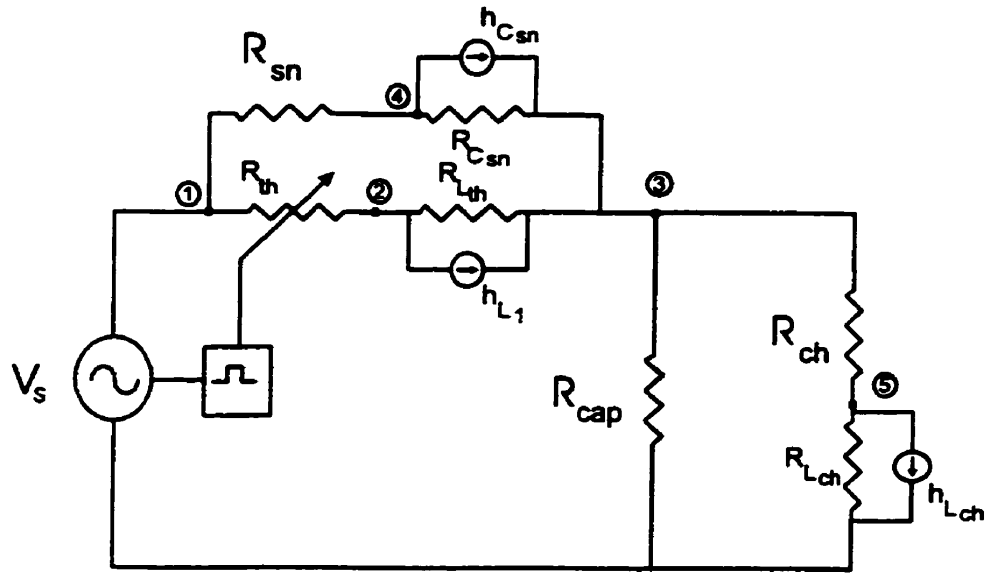


Figure 3.7 - Représentation nodale du circuit de test

À partir de cette représentation du circuit de test, il est relativement aisé de bâtir un système d'équations linéaire sous forme matricielle. En considérant le thyristor comme une résistance pure  $R_{th}$  et en remplaçant la source  $V_s$  par son équivalent Norton, le circuit sera représenté par l'équation matricielle suivante :

$$\begin{bmatrix} (G_s + G_{Rsn} + G_{th}) & -G_{th} & 0 & -G_{Rsn} & 0 \\ -G_{th} & (G_{th} + G_{Lth}) & -G_{Lth} & 0 & 0 \\ 0 & -G_{Lth} & (G_{Lth} + G_{Csn} + G_{cap} + G_{Rch}) & -G_{Csn} & -G_{Rch} \\ -G_{Rsn} & 0 & -G_{Csn} & (G_{Rsn} + G_{Csn}) & 0 \\ 0 & 0 & -G_{Rch} & 0 & (G_{Rch} + G_{Lch}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \\ V_3 \\ V_4 \\ V_5 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I_s \\ -h_{Lth} \\ h_{Csn} + h_{Lth} \\ -h_{Csn} \\ -h_{Lch} \end{bmatrix}$$

ce qui est de la forme

$$G V = I$$

où

$$\begin{aligned} V_{Rth} &= V_1 - V_2 & V_{Rsn} &= V_1 - V_4 & V_{cap} &= V_3 & V_{Rch} &= V_3 - V_5 \\ V_{Lth} &= V_2 - V_3 & V_{Csn} &= V_4 - V_3 & & & V_{Lch} &= V_5 \end{aligned}$$

et

$$\begin{aligned} I_{Rth} &= G_{th} V_{Rth} & I_{Rsn} &= G_{Rsn} V_{Rsn} & I_{cap} &= G_{cap} V_{cap} & I_{Rch} &= G_{Rch} V_{Rch} \\ I_{Lth} &= G_{Lth} V_{Lth} + h_{Lth} & I_{Csn} &= G_{Csn} V_{Csn} + h_{Csn} & & & I_{Lch} &= G_{Lch} V_{Lch} + h_{Lch} \end{aligned}$$

dont les historiques de courant sont

$$h_{Lth} = I_{Lth} + G_{Lth} V_{Lth} \quad h_{Csn} = -I_{Csn} - G_{Csn} V_{Csn} \quad h_{Lch} = I_{Lch} + G_{Lch} V_{Lch}$$

avec

$$\begin{aligned} G_{Rth} &= \frac{1}{R_{th}} & G_{Rsn} &= \frac{1}{R_{sn}} & G_{cap} &= \frac{1}{R_{cap}} & G_{Rch} &= \frac{1}{R_{ch}} \\ G_{Lth} &= \frac{T}{2L_{th}} & G_{Csn} &= \frac{2C_{sn}}{T} & & & G_{Lch} &= \frac{T}{2L_{ch}} \end{aligned}$$

Ce système d'équations aura la solution suivante :

$$V = G^{-1} I$$

où

$V$  = vecteur des tensions des noeuds du circuit

$I$  = vecteur des injections de courant dans les noeuds du circuit

Ce système d'équations peut être bâti par simple inspection du circuit. Premièrement, les éléments de la diagonale correspondent à la somme des admittances connectées à chaque

noeud du circuit. Deuxièmement, les éléments hors-diagonales correspondent au négatif de la somme des admittances connectées entre deux noeuds. Troisièmement, les éléments du vecteur de courant  $I$  correspondent à la somme des courants rentrant et sortant de chaque noeud. Les courants entrants sont considérés positifs et les courants sortants, négatifs. Cette façon de bâtir le système d'équations du circuit se programme très facilement et peut rendre automatique le développement des équations du circuit.

Par contre, contrairement aux deux autres approches, il n'est pas facile de déterminer si la simulation sera stable. Nous ne pouvons pas étudier les pôles du circuit à partir de la matrice d'admittance  $G$ , comme nous le faisons précédemment. Pour évaluer la stabilité de la simulation, il faudrait pouvoir étudier l'interaction entre l'équation matricielle  $GV = I$ , les équations qui calculent les historiques de courant ( $h_{L1}$ ,  $h_{Csm}$ ,  $h_{Lch}$ ) et les équations qui calculent les tensions aux bornes de chaque composante ainsi que le courant qui les traversent. D'un autre côté, il est possible de caractériser la précision de l'approximation faite, par l'équation suivante [3] :

$$\frac{C_{Tustin}}{C_{réel}} = \frac{L_{Tustin}}{L_{réel}} = \frac{\tan(\omega \frac{T}{2})}{\omega \frac{T}{2}} = 1,00002961$$

pour  $T = 50 \mu s$

Un autre inconvénient de cette approche est la possibilité d'oscillations numériques dans la simulation. Lorsque le courant dans une inductance devient constante ou lorsque la tension aux bornes d'un condensateur devient constante, alors il y a possibilité d'oscillations numériques. Ces oscillations numériques n'ont rien à voir avec la réalité et sont dues uniquement à la méthode d'intégration numérique utilisée. Pour comprendre ce phénomène, regardons la démonstration suivante :

Pour une inductance :

$$\text{puisque } h_L(n) = h_L(n-1) + G_L V_L(n) \quad \text{avec} \quad h_L(n-1) = I_L(n-1) + G_L V_L(n-1)$$

$$\text{alors} \quad G_L V_L(n) = I_L(n) - I_L(n-1) - G_L V_L(n-1)$$

si les courants  $I_L(n)$  et  $I_L(n-1)$  deviennent constants alors

$$V_L(n) = -V_L(n-1)$$

la tension aux bornes de l'inductance oscille entre sa valeur au temps  $n-1$  et son inverse.

Pour un condensateur :

$$\text{puisque } h_C(n) = h_C(n-1) + G_C V_C(n) \quad \text{avec} \quad h_C(n-1) = -I_C(n-1) - G_C V_C(n-1)$$

$$\text{alors} \quad I_C(n) = -I_C(n-1) - G_C V_C(n-1) + G_C V_C(n)$$

si les tensions  $V_C(n)$  et  $V_C(n-1)$  deviennent constantes alors

$$I_C(n) = -I_C(n-1)$$

le courant qui traverse le condensateur oscille entre sa valeur au temps  $n-1$  et son inverse.

Les oscillations numériques peuvent être atténuées en ajoutant une résistance d'amortissement en parallèle avec les inductances ou une résistance d'amortissement en série avec les condensateurs [3], mais ceci modifie le circuit dans le seul but d'éliminer les oscillations numériques. Une autre approche serait de revenir en arrière d'un pas de calcul, à partir du moment où un état d'oscillations numériques est constaté, et de refaire le pas calcul avec une méthode d'intégration différente, comme Euler arrière [3]. Par contre, cette

dernière approche ne peut pas être utilisée dans une simulation en temps réel. Une troisième approche est de ne rien faire du tout. Dans beaucoup de cas, le circuit simulé contient suffisamment de compensation pour permettre aux oscillations numériques de s'atténuer toutes seules sans qu'il soit nécessaire d'ajouter une compensation supplémentaire.

Cette approche de simulation a plusieurs avantages sur les deux précédentes. Premièrement, elle est beaucoup moins influencée par la rigidité du circuit. Chaque élément réactif est modélisé indépendamment des autres éléments. En fait, chaque équation différentielle est divisée en une partie homogène (la résistance équivalente) et une partie non-homogène (l'historique de courant). Par le principe de superposition, la partie homogène peut être calculée et la partie non-homogène est ajoutée sous forme d'une compensation.

Deuxièmement, cette approche ne subit pas la présence de boucle algébrique. En fait, toutes les boucles algébriques sont résolues lors de l'inversion de la matrice d'admittance  $G$ . En fait, la seule difficulté est l'inversion la matrice  $G$ . Si la matrice est mal conditionnée, à cause de branche flottante dans le circuit ou de valeur d'admittance trop petite, alors la matrice devient singulière ou manque de précision.

Troisièmement, le système d'équations matricielles se prête bien à la simulation en temps réel. Du moment que l'inverse de la matrice d'admittance  $G$  est calculé avant la simulation, les calculs faits pendant la simulation sont simples et peuvent être exécutés très vite.

Finalement, dans le contexte de la simulation de circuit contenant des thyristors, le thyristor est très facile à modéliser et à insérer dans les équations de la simulation. Le thyristor peut être modélisé par une simple résistance binaire. La seule chose à surveiller est que la matrice  $G$  ne devient pas singulière. Ceci est facilement évité en ajoutant un "amortisseur" en parallèle avec le thyristor. Puisque ceci est une pratique courante dans la réalité, le fait d'ajouter un amortisseur ne dégrade aucunement la simulation.

Cette approche de simulation fut utilisée pour simuler le circuit de test de la figure 3.4. C'est la seule des trois approches décrites qui a pu produire une simulation en temps réel viable pour le circuit de test. Les quatre graphiques suivants (figures 3.8 et 3.9) montrent les résultats de ces simulations. Les détails de la stratégie de simulation, utilisant l'approche nodale, seront discutés dans le prochain chapitre.

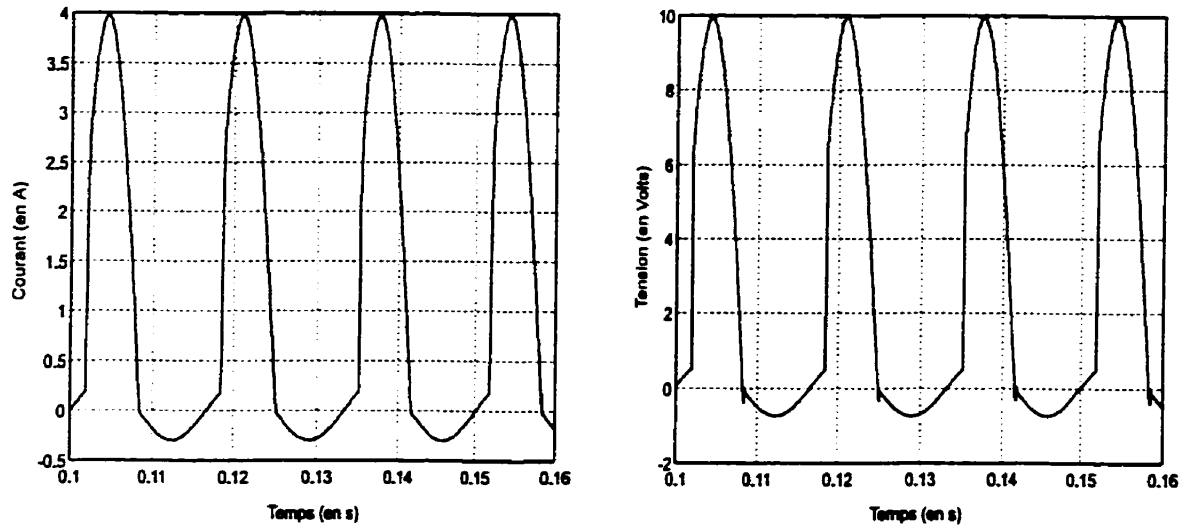


Figure 3.8 - Courant et tension de la charge du circuit de test

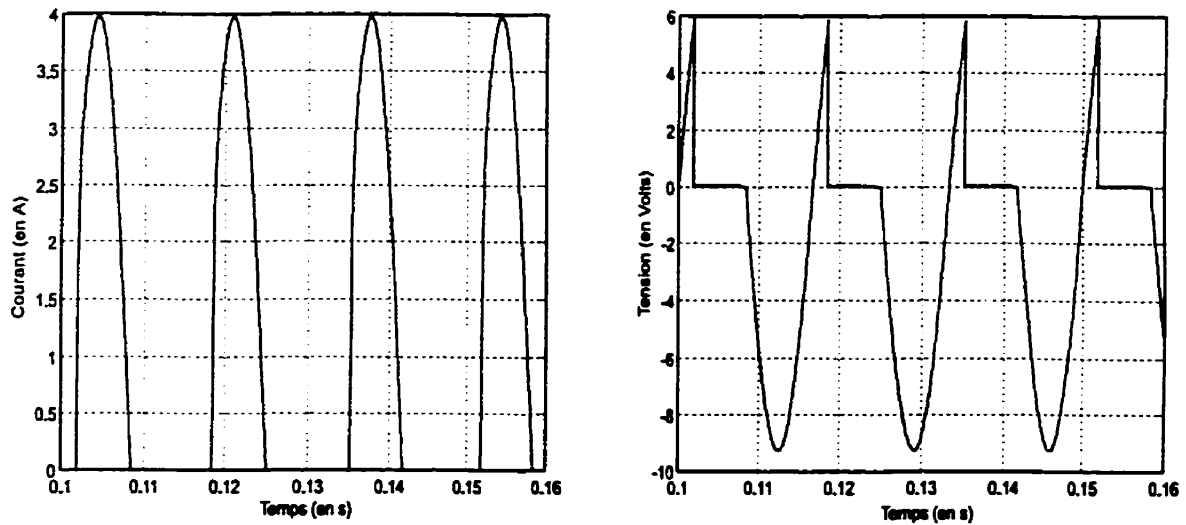


Figure 3.9 - Courant et tension du thyristor du circuit de test

## CHAPITRE 4

### APPROCHE NODALE APPLIQUÉE AU THYRISTOR

Dans le chapitre précédent, trois approches de simulations ont été analysées et mises dans le contexte de la simulation en temps réel de circuits contenant des thyristors. De ces analyses il ressort que l'approche nodale permet de simuler simplement et efficacement des circuits électriques de tous genres et plus particulièrement des circuits contenant des thyristors. Tandis que les deux autres approches, l'approche entrée/sortie et l'approche par variables d'états, s'adaptent assez mal à la simulation de circuits dits "rigides" dont font partie les circuits à base de thyristors car elles requièrent des pas de calcul trop petits pour qu'elles soient utilisables dans une simulation en temps réel.

Dans le présent chapitre, l'application de l'approche nodale aux circuits à base de thyristors est étudiée plus en détail. Le modèle choisi pour le thyristor ainsi que la stratégie pour implanter ce modèle dans une simulation de type nodale sont présentés dans le contexte d'une simulation en temps réel. Aussi, les problèmes de retard de commutation, leurs conséquences sur la simulation et les solutions proposées sont étudiés en détail.

#### 4.1 - REPRÉSENTATION DU THYRISTOR

À la lumière des considérations du chapitre 2 qui présentait le micro-modèle ainsi que le macro-modèle du thyristor, il apparaît évident que la seule avenue possible, dans le contexte d'une simulation en temps réel, est un macro-modèle du thyristor. Non seulement cela, mais le macro-modèle simplifié paraît être la voie la plus intéressante car, dans la simulation de réseaux de puissance ainsi que dans la plupart des circuits à base de thyristors, le circuit d'allumage du thyristor n'a qu'un intérêt très partiel.

### 4.1.1 - CHOIX D'UN MODÈLE

Dans le macro-modèle simplifié présenté à la section 2.4, ci-après appelé "le modèle", le thyristor est représenté par une impédance variable et une logique de commutation. L'impédance variable peut prendre un de deux états possibles selon la décision prise par la logique de commutation. De plus, le type d'impédance peut être choisi selon les besoins de la simulation. C'est à dire, qu'elle peut être une impédance réactive, tel qu'une inductance ou un condensateur, ou une impédance non-réactive tel qu'une résistance, ou encore n'importe quelle combinaison de ceux-ci. La logique de commutation détermine l'état du thyristor et peut être choisie aussi sophistiquée que désirée.

Puisque nous pouvons choisir selon nos besoins le type d'impédance qui modélise le comportement électrique du thyristor, le modèle purement résistif est le meilleur choix dans le cas d'une simulation utilisant l'approche nodale et nous pouvons laisser tomber l'inductance série que nous avons utilisé précédemment. En effet, puisqu'une résistance est une composante non-réactive, aucun historique de courant ne doit être calculé. Ceci réduit substantiellement l'effort de calcul de la simulation. De plus, lors des commutations, l'équation calculant l'historique de courant du thyristor devrait être modifiée à cause du changement d'impédance du thyristor. Le modèle choisi pour le thyristor se résume par le schéma de la figure 4.1.

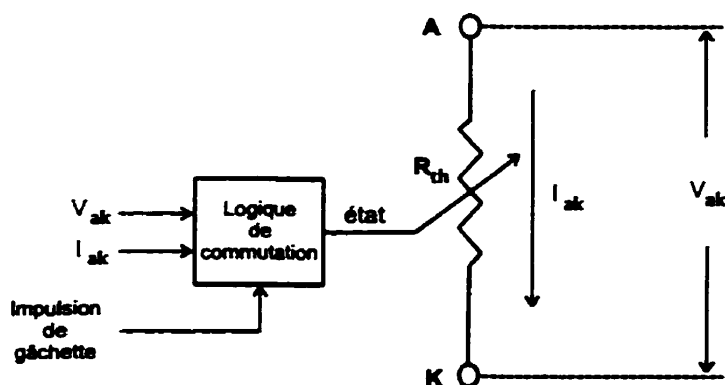


Figure 4.1 - Modèle simplifié du thyristor



Par contre, nous continuerons d'utiliser le terme "impédance" pour mettre en évidence le fait que le type d'impédance utilisé est choisi uniquement pour accommoder l'approche de simulation choisie.

Les caractéristiques électriques du thyristor, c'est à dire son impédance, sont dissociées de son comportement d'interrupteur commandable. L'impédance du thyristor est insérée dans le circuit comme n'importe quelle autre composante. Les équations du circuit sont développées comme si le thyristor était une résistance ordinaire. En fin de compte, l'impédance du thyristor peut représenter l'impédance de n'importe quel type d'interrupteur. La différence entre les types d'interrupteurs se situe uniquement au niveau de la logique de commutation.

Puisque l'impédance du thyristor bloqué prend une valeur assez élevée par rapport aux autres impédances du circuit, la matrice d'admittance  $G$  peut devenir singulière ou du moins rendre son inversion imprécise. Une façon de contourner ce problème serait d'ajouter un "amortisseur" en parallèle avec le thyristor. Cette solution est tout à fait acceptable puisque les thyristors sont habituellement accompagnés d'un amortisseur dans les "vrais" circuits. La présence de l'amortisseur empêche que l'impédance entre deux noeuds du circuit ne devienne trop élevée. Le modèle électrique choisit pour le thyristor est montré dans la figure 4.2

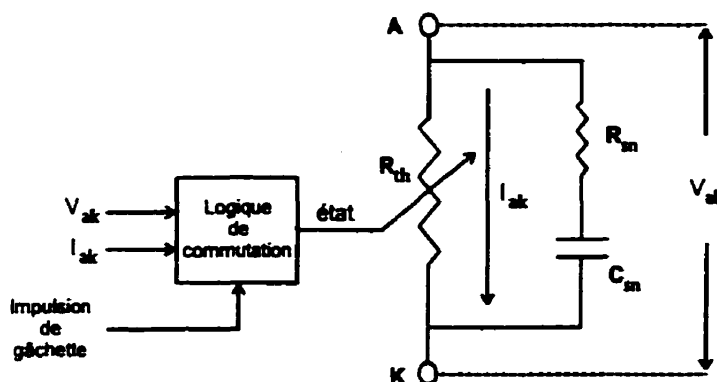


Figure 4.2 - Modèle simplifié avec amortisseur

#### 4.1.2 - LOGIQUE DE COMMUTATION

La logique de commutation représente le comportement particulier du thyristor et peut être vue comme un bloc à part. Les équations mathématiques et logiques qui la composent ne font pas directement partie des équations qui simulent le circuit. Le seul lien entre l'impédance du thyristor et la logique de commutation est l'état du thyristor. Inversement, le seul lien entre le circuit et la logique de commutation est la rétroaction requise pour que la logique puisse déterminer le prochain état du thyristor. La logique de commutation fait donc partie d'une boucle de rétroaction avec la simulation d'un circuit. L'interaction entre la logique de commutation et le circuit est schématisée dans la figure 4.3.

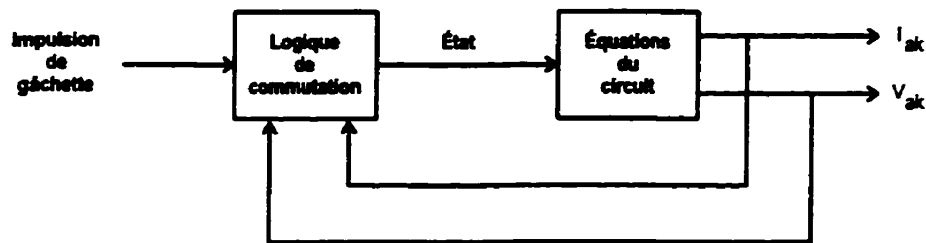


Figure 4.3 - Interaction entre la logique et le circuit

Puisque la seule différence entre un thyristor et n'importe quel autre interrupteur se situe au niveau de son comportement de commutation, le fait de dissocier la logique de commutation des équations du circuit permet de modéliser facilement et simplement n'importe quel interrupteur électronique. Il suffit uniquement de remplacer la logique de commutation du thyristor par la logique de commutation de l'interrupteur qu'on désire modéliser.

La complexité de la logique de commutation du thyristor dépend directement du niveau de complexité désiré pour le comportement du thyristor. Ce choix dépend du type d'études que nous désirons réaliser à l'aide du simulateur et du temps de calcul que nous sommes prêts à

sacrifier. Dans ce travail, deux modèles de comportement ont été conçus, une logique de commutation simple qui modélise un thyristor idéal et une logique de commutation complexe qui modélise un thyristor plus fidèle à la réalité [13].

#### 4.1.2.1 - LOGIQUE DE COMMUTATION DU THYRISTOR SIMPLE

- 1 ) Si le courant  $I_{ak}$  qui traverse le thyristor est ou devient plus petit ou égal au courant de maintien  $I_h$  (souvent égal à zéro)  
alors le thyristor arrête de conduire.
- 2) Si une impulsion de gâchette est présente et que la tension  $V_{ak}$  aux bornes du thyristor est ou devient plus grande ou égale à la tension de seuil  $V_o$  (souvent égale à zéro)  
alors le thyristor commence à conduire.
- 3) Dans tous les autres cas, le thyristor reste dans l'état où il se trouve.

#### 4.1.2.2 - LOGIQUE DE COMMUTATION DU THYRISTOR COMPLEXE

- 1 ) Si le courant  $I_{ak}$  qui traverse le thyristor est ou devient plus petit ou égal au courant de maintien  $I_h$  (souvent égal à zéro)  
alors le thyristor arrête de conduire.
- 2) Si une impulsion de gâchette est présente et que la tension  $V_{ak}$  aux bornes du thyristor est ou devient plus grande ou égale à la tension de seuil  $V_o$  (souvent égale à zéro)  
alors le thyristor commence à conduire.

- 3 ) Si la tension  $V_{ak}$  aux bornes du thyristor devient égale ou plus grande que la tension de claquage direct  $V_{cp}$   
alors le thyristor commence à conduire.
- 4 ) Si la tension  $V_{ak}$  aux bornes du thyristor devient égale ou plus petite que la tension de claquage inverse  $V_{cn}$   
alors le thyristor commence à conduire et devient court-circuité.
- 5 ) Si la variation de la tension  $V_{ak}$  aux bornes du thyristor d'un pas de calcul à l'autre devient égale ou plus grande que la variation de tension maximum  $dv/dt$   
alors le thyristor commence à conduire.
- 6) Si la tension  $V_{ak}$  aux bornes du thyristor devient égale ou plus grande à la tension de seuil  $V_o$  alors qu'il ne s'est pas écoulé un temps de recouvrement  $T_q$  depuis l'arrêt de conduction  
alors le thyristor commence à conduire.
- 7) Dans tous les autres cas, le thyristor reste dans l'état où il se trouve.

Pour les deux logiques de commutation données ci-dessus, il est nécessaire de prévoir un pas de calcul à l'avance la tension et le courant du thyristor pour déterminer l'état que devra prendre le thyristor au prochain pas de calcul. Ce point est en rapport avec les retards de commutation et sera discuté plus loin.

Mentionnons aussi que même si la logique de commutation complexe fut testée et validée, elle ne fut pas implantée dans la version finale du simulateur et fait partie d'améliorations futurs du simulateur.

## 4.2 - MODIFICATION DE LA MATRICE G

L'approche nodale se base sur un système d'équations, sous forme matricielle, pour calculer les tensions des noeuds du circuit. Avec la loi des noeuds, l'approche nodale permet de bâtir l'équation matricielle suivante :

$$G V = I$$

où  $G$  = matrice d'admittance

$V$  = vecteur des tensions des noeuds

$I$  = vecteur des injections de courant dans les noeuds

Cette équation est solutionnée en inversant la matrice d'admittance  $G$  pour obtenir la solution suivante :

$$V = G^{-1} I$$

Donc, pour solutionner le circuit, il faut premièrement inverser la matrice d'admittance  $G$ , ensuite calculer le produit de la matrice d'admittance inverse  $G^{-1}$  avec le vecteur de courant  $I$ . En temps normal, seul le vecteur de courant  $I$  change pendant la simulation. Donc, il est particulièrement intéressant de calculer l'inverse de la matrice  $G$  avant la simulation. De cette façon, seul le produit  $G^{-1}I$  doit être calculé à chaque pas de calcul. Cette approche réduit considérablement le temps de calcul car l'inversion de matrice demande un effort particulièrement élevé..

Par contre, lorsque le circuit contient des thyristors, chaque changement d'état d'un des thyristors implique le changement d'une valeur d'impédance dans la matrice  $G$ . Donc la matrice d'admittance  $G$  peut changer en cours de simulation. Nous ne pouvons plus la pré-calculer, une autre stratégie doit être utilisée.

La première solution, ainsi que la solution la plus évidente, serait de calculer à l'avance l'inverse de la matrice  $G$  pour chaque état possible des thyristors et de les stocker en mémoire. Mais cette solution est viable seulement si le circuit ne contient pas trop de thyristors. En fait, il faudrait garder en mémoire deux matrices pour chaque thyristor dans le circuit. Il faut donc, pour un circuit de  $n$  thyristors

$$\text{nombre de matrices} = 2^n$$

puisque la taille de la matrice  $G$  est égale au nombre de noeuds du circuit au carré, il faudrait conserver en mémoire, pour un circuit de  $N$  noeuds

$$\text{nombre de valeurs} = 2^n \times N^2$$

Il est possible de réduire substantiellement le besoin de stockage en sachant que la matrice d'admittance  $G$  est toujours symétrique. Nous pouvons seulement conserver les éléments au dessus de la diagonale ainsi que la diagonale elle-même. De cette façon, le nombre de valeurs à conserver en mémoire est

$$\text{nombre de valeurs} = 2^n \times \frac{1}{2}N(N+1)$$

où  $N$  = nombre de noeuds du circuit  
 $n$  = nombre de thyristors

Malgré cette réduction, la quantité de données qui doivent être conservées est très élevée. Par exemple, pour un redresseur à 12 impulsions, le nombre d'états possibles est de 4096 états. Donc si la matrice  $G$  est  $9 \times 9$ , il faut conserver 184 320 valeurs en mémoire. En considérant que chaque valeur occupe 8 bytes, il faut disposer d'au moins 1.5 Mbytes de mémoire pour stocker toutes ces matrices.

Puisque les thyristors ne changent pas d'états très souvent, au cours de la simulation, une autre solution serait d'inverser la matrice  $G$  seulement lorsqu'il y a des changements d'états. Mais le temps de l'inversion s'ajoute au temps normal du pas de calcul. Puisque le pas de calcul le plus petit que nous pouvons utiliser correspond au temps de calcul le plus long. Alors le plus petit pas de calcul pouvant être utilisé sera le pas de calcul où se fait l'inversion.

Une troisième solution est, bien heureusement, disponible et elle consiste à modifier seulement les termes de la matrice d'admittance inverse  $G^{-1}$  qui changent lors du changement d'état d'un thyristor. C'est la méthode développée par Sherman-Morrison et Woodbury [10].

#### 4.2.1 - MÉTHODE SHERMAN-MORRISON ET WOODBURY [10]

La méthode Sherman-Morrison et Woodbury est simple, en soi. Si, après avoir inversé une matrice carré  $A$ , il est nécessaire d'apporter de petits changements à la matrice, soit changer un ou quelques éléments, changer une rangée ou une colonne, il est possible de le faire sans avoir besoin de réinverser la matrice [10]. Il est possible de calculer les changements à apporter à la matrice inverse  $A^{-1}$  du moment que les changements puissent s'exprimer sous la forme

$$A \rightarrow (A + u \otimes v^T)$$

où  $u$  et  $v$  sont des vecteurs

Par exemple, si les vecteurs  $u$  et  $v$  sont les suivants :

$$u = \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad \text{et} \quad v = \begin{bmatrix} v_1 \\ v_2 \\ v_3 \end{bmatrix}$$

alors

$$u \otimes v^T = \begin{bmatrix} v_1 & v_2 & v_3 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

ce qui a pour effet d'ajouter les éléments du vecteur  $v$  à la première ligne de la matrice

A. De la même façon, si les vecteurs  $u$  et  $v$  sont les suivants :

$$u = \begin{bmatrix} u_1 \\ u_2 \\ u_3 \end{bmatrix} \quad \text{et} \quad v = \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \\ 0 \end{bmatrix}$$

alors

$$u \otimes v^T = \begin{bmatrix} 0 & u_1 & 0 \\ 0 & u_2 & 0 \\ 0 & u_3 & 0 \end{bmatrix}$$

ce qui a pour effet d'ajouter les éléments du vecteur  $u$  à la deuxième colonne de la matrice A.

Donc si les changements à apporter à la matrice A satisfont ce critère, alors la matrice inverse  $A^{-1}$  peut directement être modifiée de la façon suivante :

$$(A + u \otimes v^T)^{-1} = A^{-1} - \frac{(A^{-1} \cdot u) \otimes (v^T \cdot A^{-1})}{1 + \lambda}$$

où

$$\lambda = v^T \cdot A^{-1} \cdot u$$

ou plus simplement

$$A^{-1} \rightarrow A^{-1} - \frac{z \otimes w^T}{1 + \lambda}$$

avec

$$z = A^{-1} \cdot u \quad w = (A^{-1})^T \cdot v \quad \lambda = v^T \cdot z$$



Cette méthode requiert approximativement  $3N^2$  multiplications et la même quantité d'additions, par rapport à  $N^3$  multiplications et additions pour les meilleures méthodes d'inversion de matrices.

#### 4.2.2 - MÉTHODE SHERMAN-MORRISON ET WOODBURY APPLIQUÉE À L'APPROCHE NODALE

Dans le cas de la modification de la matrice d'admittance inverse  $G^{-1}$  à la suite du changement d'état d'un thyristor, les vecteurs  $u$  et  $v$  peuvent être exprimés de la façon suivante :

si le thyristor connecté entre les noeuds 2 et 5 d'un circuit contenant 6 noeuds commence à conduire, alors les vecteurs  $u$  et  $v$  seront les suivants :

$$u = \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \\ 0 \\ 0 \\ -1 \\ 0 \end{bmatrix} \quad \text{et} \quad v = \begin{bmatrix} 0 \\ (G_{on} - G_{off}) \\ 0 \\ 0 \\ -(G_{on} - G_{off}) \\ 0 \end{bmatrix}$$

ces vecteurs ont pour effet d'enlever l'impédance du thyristor à l'état bloqué et d'ajouter l'impédance du thyristor à l'état fermé.

$$u \otimes v^T = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & (G_{on} - G_{off}) & 0 & 0 & -(G_{on} - G_{off}) & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -(G_{on} - G_{off}) & 0 & 0 & (G_{on} - G_{off}) & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

Compte tenu que la matrice inverse à modifier est toujours symétrique, la matrice d'admittance  $G$  étant toujours symétrique et que nous pouvons supposer que tous les thyristors ont la même impédance en conduction et hors conduction, alors il est possible de simplifier considérablement l'application de la méthode Sherman-Morrison et Woodbury.

Premièrement, on remarque que le vecteur  $v$  est égal au vecteur  $u$ , multiplié par une constante qui dépend du changement d'état du thyristor

$$v = k u$$

$$\text{où} \quad k = (G_{\text{on}} - G_{\text{off}}) \quad (\text{état bloqué} \rightarrow \text{état fermé})$$

$$k = (G_{\text{off}} - G_{\text{on}}) \quad (\text{état fermé} \rightarrow \text{état bloqué})$$

$$\text{donc} \quad w = (G^{-1})^T \cdot v = (G^{-1})^T \cdot k u = k (G^{-1})^T \cdot u$$

de plus, puisque la matrice  $G$  est symétrique, alors son inverse l'est aussi, alors

$$(G^{-1})^T = G^{-1} \quad \text{d'où} \quad w = k (G^{-1})^T \cdot u = k G^{-1} \cdot u$$

$$\text{et puisque} \quad z = G^{-1} \cdot u$$

$$\text{alors} \quad w = k z$$

$$\text{donc} \quad z \otimes w^T = z \otimes k z^T = k (z \otimes z^T)$$

$$\text{aussi} \quad \lambda = v^T \cdot G^{-1} \cdot u = k u^T \cdot G^{-1} \cdot u$$

$$\text{donc} \quad \lambda = k (u^T \cdot z)$$

d'où finalement on obtient l'équation, où la constante  $k$  détermine à elle seule la nature du changement d'état du thyristor

$$G^{-1} = G^{-1} - \frac{z \otimes z^T}{\left( \frac{1}{k} + u^T \cdot z \right)}$$

Sachant que le vecteur  $u$  contient toujours un élément égal à 1 et un élément égal à -1, il est facile d'établir le vecteur  $z$ . Il correspond toujours à la soustraction d'une colonne de  $G^{-1}$  avec une autre colonne de  $G^{-1}$ , par exemple

soit  $u^T = [0 \ 0 \ 1 \ 0 \ -1]$

alors

$$z = G^{-1} \cdot u = \begin{bmatrix} g_{11} & g_{12} & g_{13} & g_{14} & g_{15} \\ g_{21} & g_{22} & g_{23} & g_{24} & g_{25} \\ g_{31} & g_{32} & g_{33} & g_{34} & g_{35} \\ g_{41} & g_{42} & g_{43} & g_{44} & g_{45} \\ g_{51} & g_{52} & g_{53} & g_{54} & g_{55} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 1 \\ 0 \\ -1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} (g_{13} - g_{15}) \\ (g_{23} - g_{25}) \\ (g_{33} - g_{35}) \\ (g_{43} - g_{45}) \\ (g_{53} - g_{55}) \end{bmatrix}$$

Puisqu'il suffit simplement de faire la différence entre ces deux colonnes pour obtenir le vecteur  $z$ , le calcul du vecteur  $z$  peut être optimiser considérablement .

De la même façon, le scalaire  $\lambda$  peut être calculé rapidement et simplement en sachant que le produit de la transposée du vecteur  $u$  avec le vecteur  $z$  correspond simplement à la différence entre deux éléments du vecteur  $z$ , par exemple

soit  $u^T = [0 \ 0 \ 1 \ 0 \ -1]$

alors

$$\lambda = u^T z = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 & 0 & -1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} z_1 \\ z_2 \\ z_3 \\ z_4 \\ z_5 \end{bmatrix} = z_3 - z_5$$

En utilisant ces optimisations, sans considérer les opérations nécessaires aux boucles et autres instructions requises pour un programme cohérent, pour changer l'état d'un seul thyristor, il sera nécessaire d'exécuter (pour une matrice G (NxN)) :

$2 N^2$	multiplications	$N^2 + 1$	additions
1	division	$N + 1$	soustractions

Ces nombres peuvent être réduire encore plus en ne modifiant que la diagonale et le triangle supérieur de la matrice. Ce qui donne, pour une matrice G (NxN) :

$N(N+1)$	multiplications	$\frac{1}{2}N(N+1) + 1$	additions
1	division	$N + 1$	soustractions

Il sera nécessaire de réappliquer l'algorithme pour chaque changement d'état d'un thyristor. D'un autre côté, il est très peu fréquent que deux thyristors changent d'état au même instant. Habituellement la méthode ne sera appliquée qu'une seule fois par pas de calcul.

À chaque changement d'état d'un thyristor, la méthode est appliquée à la matrice d'admittance inverse résultant de la précédente modification. Donc la matrice évolue au fur et à mesure des changements d'états des thyristors. L'inconvénient est qu'au fur et à mesure des modifications, la matrice perd de sa précision à cause des erreurs d'arrondissement. Une

façon de contourner ce problème est de réinitialiser la matrice avec une matrice conservée en mémoire. En conservant en mémoire une ou quelques matrices d'admittances préinversées correspondant à certaines configurations des thyristors, il est possible de réinitialiser périodiquement la matrice  $G^{-1}$ . Du moment que les configurations conservées correspondent à des états des thyristors qui se réalisent immanquablement et régulièrement, alors la simulation ne subit presque pas de diminution de précision.

La méthode Sherman-Morrison-Woodbury, tel que décrit ci-dessus, fut utilisée pour toutes les simulations présentées dans ce document et fait partie intégrante du simulateur pour lequel la présente recherche a été faite. Mentionnons aussi le fait que dans le simulateur de réseaux électriques en temps différé EMTP qui sert de base de comparaison, la matrice  $G$  est inversée à chaque fois qu'un thyristor change d'état. C'est une des raisons pour lesquelles EMTP ne permet pas de faire des simulations en temps réel.

#### 4.3 - RETARDS DE COMMUTATION

Les retards de commutation sont les causes principales des imprécisions dans la simulation de circuits contenant des thyristors. L'angle auquel le thyristor doit commencer à conduire, l'angle d'amorçage, permet de choisir avec précision la quantité de puissance qui est transmise ou retirée du réseau. Tandis que l'angle auquel le thyristor doit arrêter de conduire, l'angle d'extinction, empêche la puissance du réseau de retourner la source.

Dans un fonctionnement normal, le thyristor commence à conduire dès qu'il reçoit son impulsion d'allumage et que la tension à ses bornes est suffisante (plus grande que la tension de seuil  $V_o$ ). Si un retard se produit à l'allumage, alors le thyristor conduit pendant moins longtemps et la quantité totale de courant qui le traverse sera moindre.

De la même façon, le thyristor arrête de conduire dès que le courant qui le traverse descend

en dessous du courant de maintien  $I_h$ . Si un retard se produit à l'extinction, alors le thyristor conduit en inverse pendant une courte période de temps. Normalement, si le retard est trop long, le thyristor devrait être détruit par ce courant inverse. D'une façon ou d'une autre, ce petit courant inverse introduit des fluctuations dans la simulation.

Dans une simulation en temps réel, le pas de calcul étant fixe, les retards de commutation sont inévitables. Il convient donc de les caractériser et de tenter de les minimiser du mieux possible.

Lors de l'amorçage, le thyristor commence à conduire lorsque deux conditions sont satisfaites en même temps. Il faut que l'impulsion d'allumage soit présente et que la tension aux bornes du thyristor soit plus grande ou égale à la tension de seuil  $V_o$ . Alors le retard d'amorçage le plus long est rencontré lorsque ces deux conditions se réalisent juste après un pas de calcul. Par exemple

- 1 )     au temps  $t(n-1)$  l'impulsion d'allumage n'est pas encore présente et la tension  $V_{ak}(n-1)$  calculée à ce point est en dessous de la tension de seuil.
- 2 )     au temps  $t(n)$  l'impulsion d'allumage est détectée mais la tension  $V_{ak}(n)$  n'a pas encore été calculée, donc la décision d'amorcer le thyristor ne peut pas être prise. La tension  $V_{ak}(n)$  est alors calculée et, puisqu'elle est au dessus de la tension de seuil, la décision est prise d'amorcer le thyristor. La matrice d'admittance inverse  $G^{-1}$  est modifiée.
- 3 )     au temps  $t(n+1)$  les tensions sont calculées avec la nouvelle matrice.

La figure 4.4 représente cette situation en mettant en évidence le retard d'amorçage.

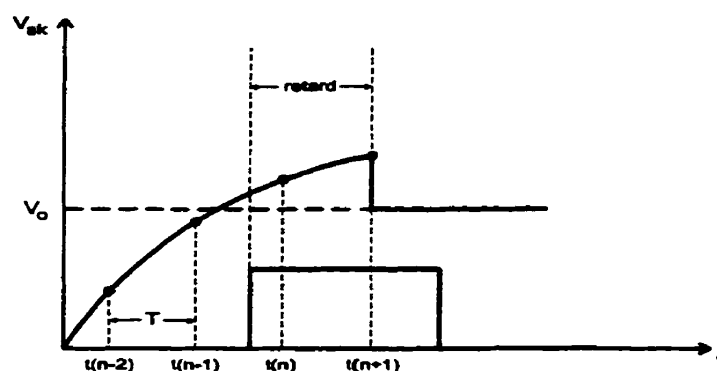


Figure 4.4 - Retard d'amorçage

Avec la démonstration donnée ci-dessus, le retard d'amorçage sera jusqu'à deux pas de calcul, soit

$$\text{Retard}_{\text{amorçage}} \leq 2\pi f(2T)$$

Lors de l'extinction, le thyristor arrête de conduire lorsque le courant qui le traverse devient plus petit ou égal au courant de maintien  $I_h$ . Le retard d'extinction le plus long est rencontré lorsque cette condition se réalise juste après un pas de calcul. Par exemple, comme le représente la figure 4.5

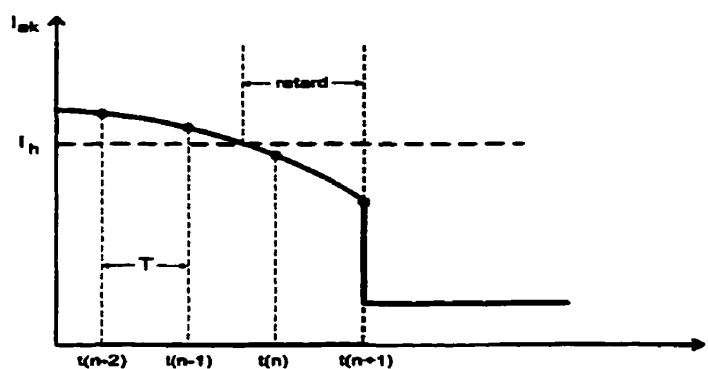


Figure 4.5 - Retard d'extinction

- 1 ) au temps  $t(n)$  le courant  $I_{ak}(n)$  sera en dessous du courant de maintien  $I_h$  mais la décision de bloquer le thyristor ne peut pas être prise aussi longtemps que le courant au temps  $t(n)$  n'a pas été calculé. Après avoir calculé le courant  $I_{ak}(n)$ , la décision de bloquer le thyristor est prise et la matrice d'admittance inverse  $G^{-1}$  est modifiée.
- 2 ) au temps  $t(n+1)$  les tensions et les courants du circuit sont calculés avec la nouvelle matrice  $G^{-1}$ .

Avec la démonstration donnée ci-dessus, le retard d'extinction sera jusqu'à deux pas de calcul, soit

$$Retard_{extinction} \leq 2\pi f(2T)$$

Pour diminuer l'importance des retards de commutation, il faudrait pouvoir connaître la tension  $V_{ak}$  et le courant  $I_{ak}$  à l'avance. À ce moment, la décision de commuter pourrait être prise suffisamment tôt pour que les tensions et les courants du circuit puissent être calculés avec le nouvel état du thyristor au premier pas de calcul après que les conditions de commutation se sont réalisées.

Le plus simple serait de faire une extrapolation linéaire, mais l'extrapolation linéaire n'est pas suffisamment précise. Donc un algorithme de prédiction plus élaboré fut développé et utilisé.

#### 4.3.1 - ALGORITHME DE PRÉDICTION

L'algorithme de prédiction utilisé s'appuie sur le fait que l'extrapolation linéaire ordinaire fait une petite erreur, lorsqu'il cherche à prédire la valeur du prochain point d'une courbe en se basant sur les points antérieurs. Par contre, si l'extrapolation linéaire est utilisée pour prédire



la valeur d'un point déjà connu, alors, en faisant la différence entre la valeur prédite et la valeur connue, il est possible de connaître l'importance de cette erreur. En évaluant cette erreur pour deux points consécutifs connus, alors nous pouvons prédire l'importance de l'erreur faite lorsqu'on tente de prédire un point dont la valeur n'est pas connue. Avec cette erreur estimée, nous pouvons corriger la prédiction obtenue à l'aide de l'extrapolation linéaire ordinaire. En se basant sur le graphique de la figure 4.6, la prédiction  $x'(n-1)$  du point  $x(n-1)$  est calculée de la façon suivante :

$$x'(n-1) = x(n-2) + T m_3 \quad \text{où} \quad m_3 = \frac{x(n-2) - x(n-3)}{T}$$

donc l'erreur faite sur ce point sera

$$e_2 = x(n-1) - x'(n-1) = x(n-1) - 2x(n-2) + x(n-3)$$

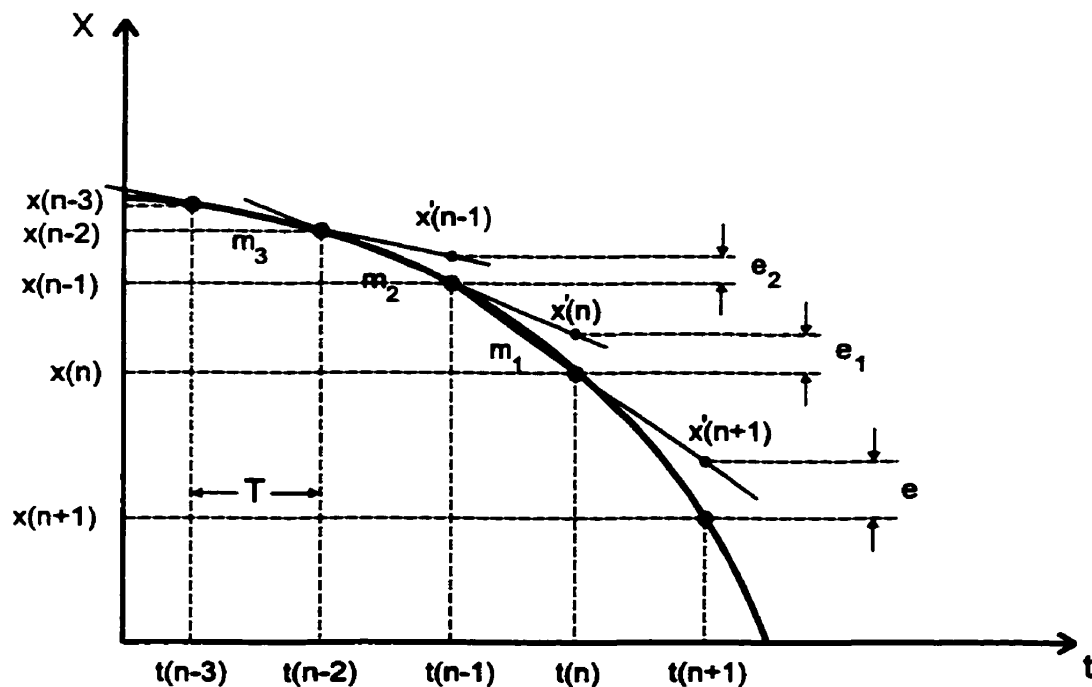


Figure 4.6 - Algorithme de prédiction

De la même façon, la prédiction  $x'(n)$  du point  $x(n)$  est calculée de la façon suivante :

$$x'(n) = x(n-1) + T m_2 \quad \text{où} \quad m_2 = \frac{x(n-1) - x(n-2)}{T}$$

donc l'erreur faite sur ce point sera

$$e_1 = x(n) - x'(n) = x(n) - 2x(n-1) + x(n-2)$$

Finalement, la prédiction  $x'(n+1)$  du point  $x(n+1)$  est calculée de la façon suivante :

$$x'(n+1) = x(n) + T m_1 \quad \text{où} \quad m_1 = \frac{x(n) - x(n-1)}{T}$$

Puisque le point  $x(n+1)$  n'est pas connu, on peut prédire l'erreur  $e$  de la façon suivante

$$e' = e_1 + T m_e \quad \text{où} \quad m_e = \frac{e_1 - e_2}{T}$$

alors

$$e' = 2e_1 - e_2$$

Finalement, la nouvelle prédiction du point  $x(n+1)$ , soit la prédiction corrigée par l'ajout de l'erreur  $e'$  sera :

$$x''(n+1) = x'(n+1) + e'$$

donc

$$x''(n+1) = 4x(n) - 6x(n-1) + 4x(n-2) - x(n-3)$$

Cette technique fut utilisée pour améliorer la logique de commutation du thyristor avec d'excellents résultats. L'algorithme sert à prédire la tension  $V_{ak}$  aux bornes du thyristor et le courant  $I_{ak}$  qui le traverse. Il permet de réduire les retards de commutations de façon à ce qu'ils ne soient pas plus grands qu'un pas de calcul. Donc avec l'algorithme de prédiction, le

retard de commutation est

$$Retard_{commutation} \leq 2\pi f(T)$$

Mentionnons aussi que l'algorithme subit des défaillances lorsque le signal prédit contient de forte discontinuité, comme c'est le cas lorsque le thyristor commute. À cause de cela, la prédiction est désactivée pendant un total de trois pas de calcul après la commutation. De cette façon, l'équation de prédiction ne contienne aucun point avant la discontinuité.

Le retard de commutation engendre aussi un autre problème, soit le problème de "fluctuations" que subit la simulation de circuit contenant plusieurs thyristors. Ce problème et la solution sont discutés dans la prochaine section.

#### 4.3.2 - CHOIX DU PAS DE CALCUL

Le choix du pas de calcul, comme nous pouvons facilement comprendre, est très important en ce qui concerne les retards de commutation. En effet, plus le pas de calcul est grand, plus les retards de commutation peuvent être importants. Même avec un algorithme de prédiction, tel que présenté à la section précédente, les retards de commutation peuvent être aussi grands qu'un pas de calcul.

Lorsque le circuit contient plusieurs thyristors, les retards de commutations deviennent beaucoup plus critiques car tous les thyristors dans le circuit ne subissent pas le même retard. C'est la cause d'un phénomène de fluctuations. Le phénomène est dû au fait que les thyristors du circuit ne sont plus synchronisés les uns par rapport aux autres, même si les impulsions d'allumage sont parfaitement synchronisées; ce qui est possible dans une simulation.

Par exemple, dans le circuit du pont à 12 impulsions de la figure 4.7, si on regarde l'amorçage des thyristors, chaque thyristor doit être amorcé avec un décalage de 30 ° par

rapport au thyristor qui s'est amorcé avant lui. Il y aura 12 amorçages par cycle, tous espacés également les uns des autres. Si les thyristors subissent un retard, différent pour chacun, alors les 12 amorçages ne seront pas également répartis et il en résulte des fluctuations dans le courant total livré par le pont.

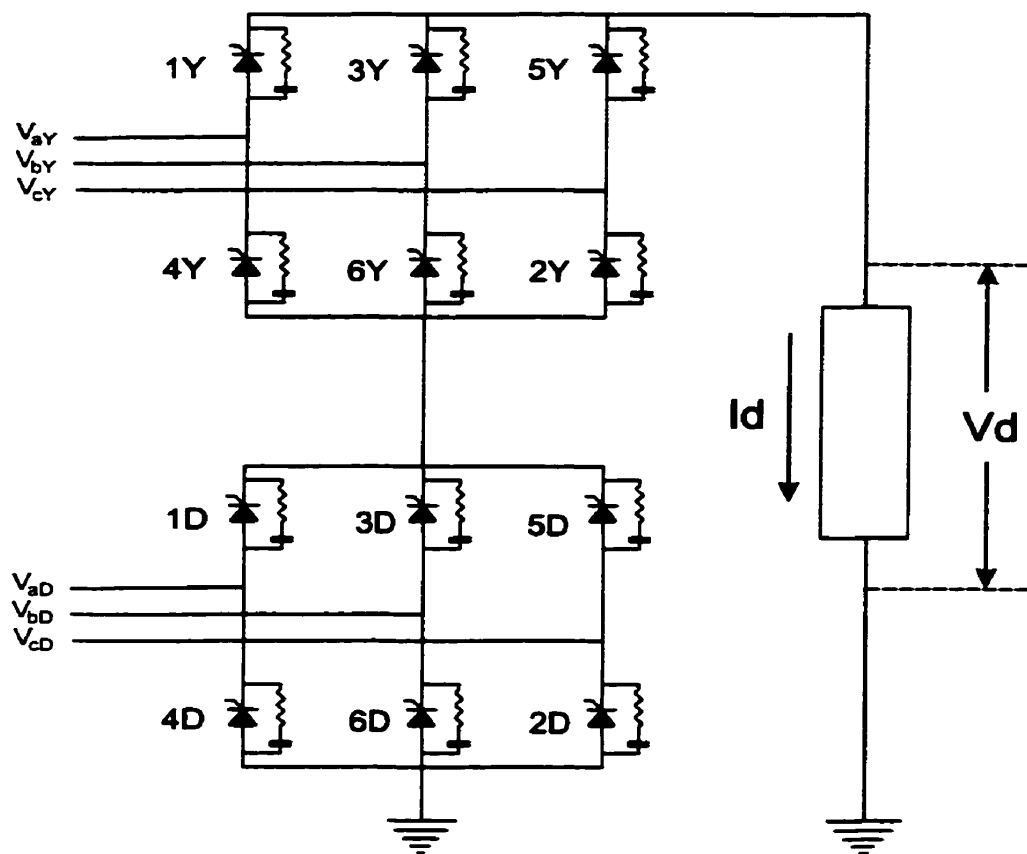


Figure 4.7 - Circuit simplifié d'un pont à 12 impulsions

Dans le pont 12 impulsions, la séquence normale d'allumage des thyristors, sur un cycle complet de  $360^\circ$ , est

1Y - 1D - 2Y - 2D - 3Y - 3D - 4Y - 4D - 5Y - 5D - 6Y - 6D

Si on tente d'établir une relation qui permet de calculer l'angle d'amorçage d'un thyristor de

la séquence en prenant la tension  $V_{\alpha V}$  comme référence, alors pour un angle d'allumage  $\theta$ , la relation sera

$$\theta_i = \theta + \frac{2\pi}{N}(i-1) \quad \begin{array}{l} \text{où } i = \text{numéro du thyristor, dans la séquence} \\ N = \text{nombre de thyristors dans la séquence} \end{array}$$

puisque, dans une simulation en temps réel, la simulation est cadencée par un pas de calcul  $T$ , cet angle ne pourra pas être réalisé avec précision. L'angle réellement obtenu dans une simulation à pas fixe.

$$\theta' = \omega k T \quad \begin{array}{l} \text{où } T = \text{pas de calcul} \\ k = \text{nombre entier de pas de calcul} \end{array}$$

d'où une erreur

$$\Delta\theta = \theta' - \theta = \omega k T - \theta$$

en d'autres mots, l'angle d'amorçage que devrait avoir chaque thyristor peut s'exprimer

$$\theta_i = \omega k_i T - \Delta\theta = \theta + \frac{2\pi}{N}(i-1)$$

Pour éviter le phénomène de fluctuations, il s'agit d'avoir un retard égal pour chaque thyristor. De cette façon, même s'il y a un retard d'amorçage, au moins il sera le même pour chaque thyristor. Pour ce faire, posons que l'erreur  $\Delta\theta$  est la même pour chaque thyristor, soit

$$\Delta\theta_1 = \Delta\theta_2 = \dots = \Delta\theta_i = \dots = \Delta\theta_N = \Delta\theta$$

Dans ce cas, si nous prenons la différence d'angle entre deux thyristors consécutifs dans la séquence, soit les thyristors  $n$  et  $n+1$ , alors

$$\theta_{n+1} - \theta_n = \omega k_{n+1} T - \omega k_n T = \frac{2\pi}{N}((n+1)-1) - \frac{2\pi}{N}(n-1)$$

après simplification, on obtient

$$fT(k_{n+1} - k_n) = \frac{1}{N} \quad \text{donc} \quad k_{n+1} - k_n = \frac{1}{fTN}$$

où  $k_n$  = nombre de pas de calcul pour  $\theta_n$

$k_{n+1}$  = nombre de pas de calcul pour  $\theta_{n+1}$

puisque les nombres de pas de calcul  $k_n$  et  $k_{n+1}$  sont des entiers, posons

$$\frac{1}{fTN} = A \quad \text{où} \quad A \text{ est un entier positif}$$

Si nous choisissons un nombre entier de pas de calcul par cycle, alors

$$T = \frac{P}{K} = \frac{1}{fK}$$

où  $P$  = période d'un cycle

alors

$$\frac{1}{f\left(\frac{1}{fK}\right)N} = A$$

Finalement, on obtient la relation suivante :

$$K = NA$$

où  $N$  = nombre de thyristors dans la séquence

$A$  = nombre entier quelconque

$K$  = nombre de pas de calcul par cycle

En d'autres mots, si le pas de calcul est choisit de façon à avoir un nombre de pas de calcul par cycle égale à un multiple du nombre de thyristors dans la séquence, alors le retard de commutation sera le même pour tous les thyristors.

Ce résultat est important car il permet, simplement en choisissant un pas de calcul adéquat, d'éliminer totalement le phénomène de fluctuations. Non seulement cela, mais la relation ci-dessus permet de déterminer le pas de calcul pour n'importe quel circuit contenant des thyristors.

Tout ce qui précède a été appliqué pour la simulation de circuits à base de thyristors dans un simulateur développé par Hydro-Québec qui porte le nom HyperSim [12]. Dans le prochain chapitre, les résultats de simulations d'un redresseur à 12 impulsions réalisées avec le simulateur de l'Hydro-Québec sont présentés, analysés et confrontés à des simulations équivalentes réalisées avec le logiciel EMTP [3] ainsi qu'avec un autre simulateur, ajout à la vaste gamme d'outils de MatLab, le simulateur de circuits de puissance PSB [11].

## CHAPITRE 5

### SIMULATION D'UN REDRESSEUR À 12 IMPULSIONS

De part sa complexité, le redresseur à 12 impulsions est un excellent test pour la stratégie de simulation utilisée pour simuler les circuits contenant des thyristors. Dans ce chapitre, la simulation d'un redresseur à 12 impulsions, réalisée avec l'approche nodale tel que décrite dans le chapitre 4, est comparé aux simulations réalisées avec deux autres simulateurs.

Le premier est le simulateur numérique en temps différé EMTP (ElectroMagnetic Transient Program) [3] développé par Bonneville Power Administration. Ce simulateur, basé aussi sur l'approche nodale, est un standard dans l'industrie depuis une bonne vingtaine d'années.

Le deuxième simulateur, PSB (Power System Blockset de MathWorks) [11], est un simulateur numérique en temps différé développé conjointement par l'IREQ (Hydro-Québec), le GREPCI (Groupe de Recherche en Électricité de Puissance et en Commande Industrielle - École de Technologie Supérieure) et le département de génie électrique de l'université Laval. Ce simulateur est un ajout à la vaste librairie d'outils de simulation de SimuLink (MatLab). Il a la particularité d'utiliser l'approche par variables d'état ainsi que la force des algorithmes à pas variables. Grâce à ça, il peut détecter et réagir aux commutations des thyristors avec une précision approximative de  $10^{-13}$  degrés d'angle électrique et peut être considéré comme étant le simulateur le plus précis des trois.

#### 5.1 - CIRCUIT DU REDRESSEUR HTCC

Le schéma du redresseur à 12 impulsions utilisé comme circuit de test est donné dans la figure 5.1 et les paramètres du circuit, fournis par l'IREQ dans un but de validation dans une situation réelle, sont ceux d'une ligne c.c. japonaise réelle. Les paramètres de ce circuit sont les suivants :



Source :  $408,248 \text{ kV}_{\text{crête}}$  (Tri-phasé)  $R_s = 2,5 \, \Omega$   $L_s = 66,3 \text{ mH}$

Filtres : L1 :  $C = 2,546 \, \mu\text{F}$

L2 :  $R = 7,5 \, \Omega$   $L = 597 \text{ mH}$   $C = 0,508 \, \mu\text{F}$  (connection série)

L3 :  $R = 6,55 \, \Omega$   $L = 158 \text{ mH}$   $C = 0,368 \, \mu\text{F}$  (connection série)

L4 :  $R = 7,74 \, \Omega$   $L = 158 \text{ mH}$   $C = 0,264 \, \mu\text{F}$  (connection série)

L5 :  $C = 0,530 \, \mu\text{F}$  en connection série avec

$R = 1089 \, \Omega$   $L = 25,1 \text{ mH}$  (connection parallèle)

Transformateur :

Primaire :  $V_{\text{nominal}} = 288,68 \text{ kV}_{\text{rms}}$

$R_{\text{magnétisation}} = 0,286 \text{ M}\Omega$   $R_1 = 0,573 \, \Omega$

$L_{\text{magnétisation}} = 759 \text{ H}$   $L_1 = 0,0 \text{ H}$

Secondaire Y :

$V_{\text{nominal}} = 63,509 \text{ kV}_{\text{rms}}$

$R_2 = 0,0555 \, \Omega$

$L_2 = 11,78 \text{ mH}$

Secondaire D :

$V_{\text{nominal}} = 110 \text{ kV}_{\text{rms}}$

$R_3 = 0,166 \, \Omega$

$L_3 = 35,34 \text{ mH}$

Pont : Thyristors :  $R_{\text{on}} = 180 \text{ m}\Omega$

$R_{\text{off}} = 1,0 \text{ M}\Omega$

Amortisseur :  $R_{\text{sn}} = 2500 \, \Omega$

$C_{\text{sn}} = 78,5 \text{ nF}$

Lissage :  $L_{\text{lissage}} = 1,0 \text{ H}$  ( $0,321 \, \Omega$  de perte)

Charge :  $R_{\text{charge}} = 89,29 \, \Omega$

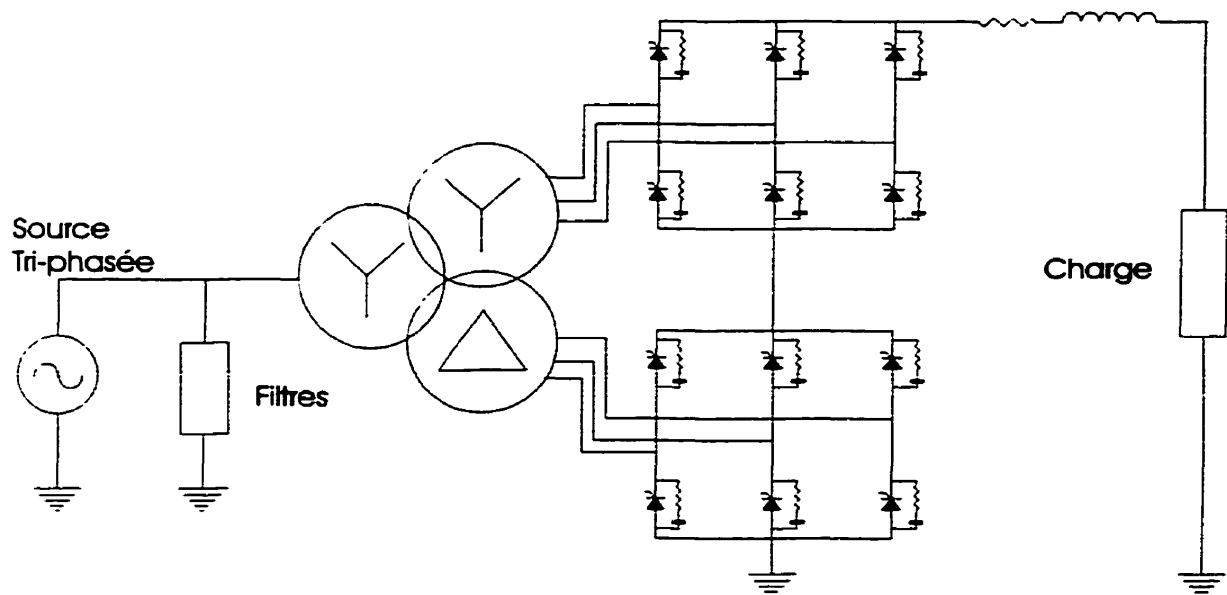


Figure 5.1 - Schéma du redresseur HTCC servant de circuit de test

## 5.2 - RÉSULTATS DE SIMULATIONS

Pour permettre une simulation en temps-réel, il fut nécessaire de répartir la charge de travail sur plusieurs processeurs. Cette parallélisation fut réalisée en découplant le pont du transformateur et le transformateur de la source avec ses banques de filtres. Ceci permet de répartir la simulation sur trois processeurs. Un pour le pont et la charge, un pour le transformateur et un pour la source et les filtres. Le principe du découplage fut développé à l'IREQ et ne fait pas partie de la présente recherche.

### 5.2.1 - COMPARAISONS DES RÉSULTATS DE SIMULATIONS

Les simulations furent réalisées en boucle ouverte, c'est à dire, avec une commande d'angle constant. Les simulations réalisées avec HyperSim utilisent un pas de calcul correspondant à 300 points par cycle, soit  $55.556 \mu s$ . Pour EMTP, le pas de calcul est de  $50 \mu s$ . Dans le cas du simulateur utilisant la stratégie décrite dans ce mémoire, HyperSim, la simulation fut

réalisée en temps différé sur une station SPARC ULTRA 1, mais des simulations équivalentes furent réalisées en temps réel avec des pas de calculs égaux ou inférieures.

Dans la plupart des graphiques présentés dans cette section, les courbes des différentes simulations sont difficilement discernables les unes des autres, lorsque superposées. Donc, il sera fourni une superposition de la simulation d'HyperSim avec EMTP ainsi qu'une superposition avec PSB. Pour finir, il sera fourni un graphique individuel pour chaque simulateur, au besoin, permettant ainsi d'apprécier les particularités de chacun.

Les deux graphiques ci-dessous (figures 5.2 et 5.3), montrent bien la grande précision obtenue avec l'approche décrite dans le précédent chapitre. Le graphique de la figure 5.2 superpose la simulation HyperSim et EMTP. Les différences ne peuvent être détectées à moins de faire un agrandissement de la figure.

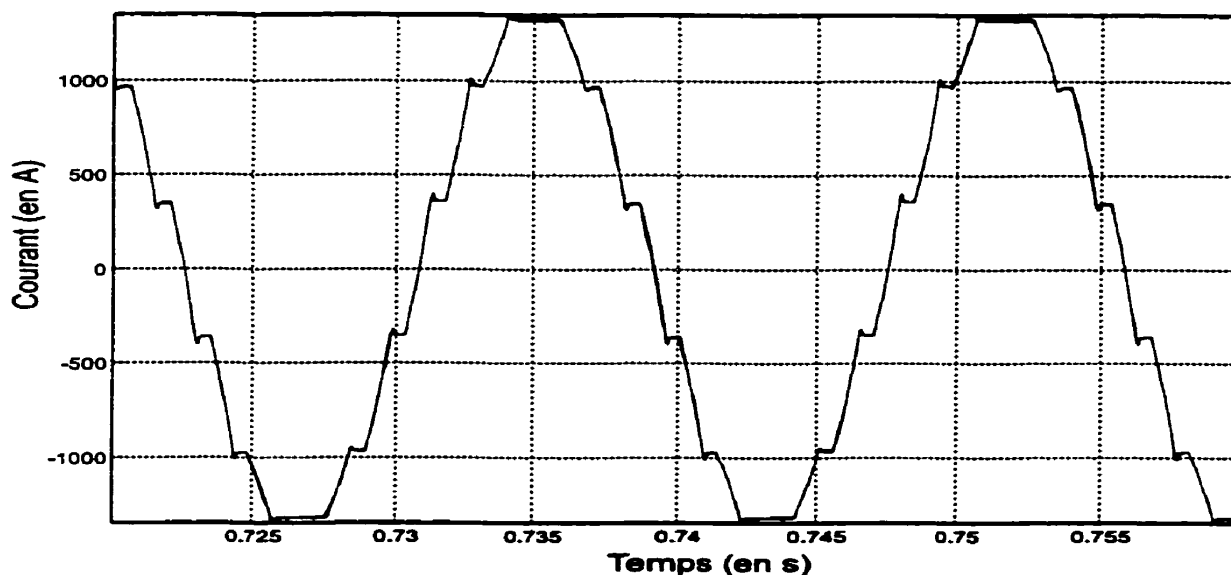


Figure 5.2 - Courant de la phase A du primaire du transformateur  
Superposition HyperSim et EMTP

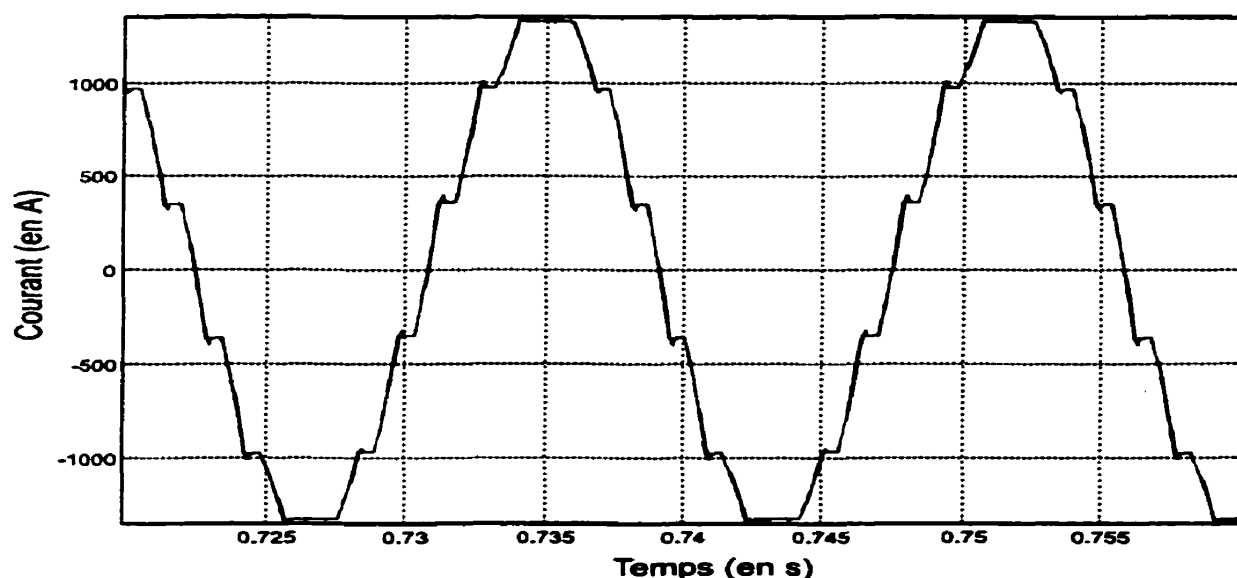


Figure 5.3 - Courant de la phase A du primaire du transformateur  
Superposition HyperSim et PSB

En fait, la courbe du courant de phase obtenue avec HyperSim est virtuellement indiscernable de la courbe obtenue avec PSB (figure 5.3), qui est le plus précis des trois simulateurs.

Les deux graphiques présentés dans les figures 5.4 et 5.5 montrent la tension c.c. générée par le pont. La figure 5.4 est une superposition de la simulation HyperSim et EMTP. Tandis que la figure 5.5 superpose HyperSim et PSB. HyperSim semble plus précis que EMTP, si on compare avec PSB. Dans la simulation EMTP (figure 5.4) on remarque des pointes de tension importantes. Ces pointes de tensions sont dues au petit courant inverse, causés par le retard sur l'angle d'extinction. Contrairement à HyperSim, EMTP ne fait pas de prédiction sur la valeur du courant  $I_{ak}$  qui traverse le thyristor. La simulation HyperSim ne subit pas ces pointes de tension grâce à la prédiction faite sur le courant  $I_{ak}$ , permettant ainsi de commuter le thyristor suffisamment tôt.

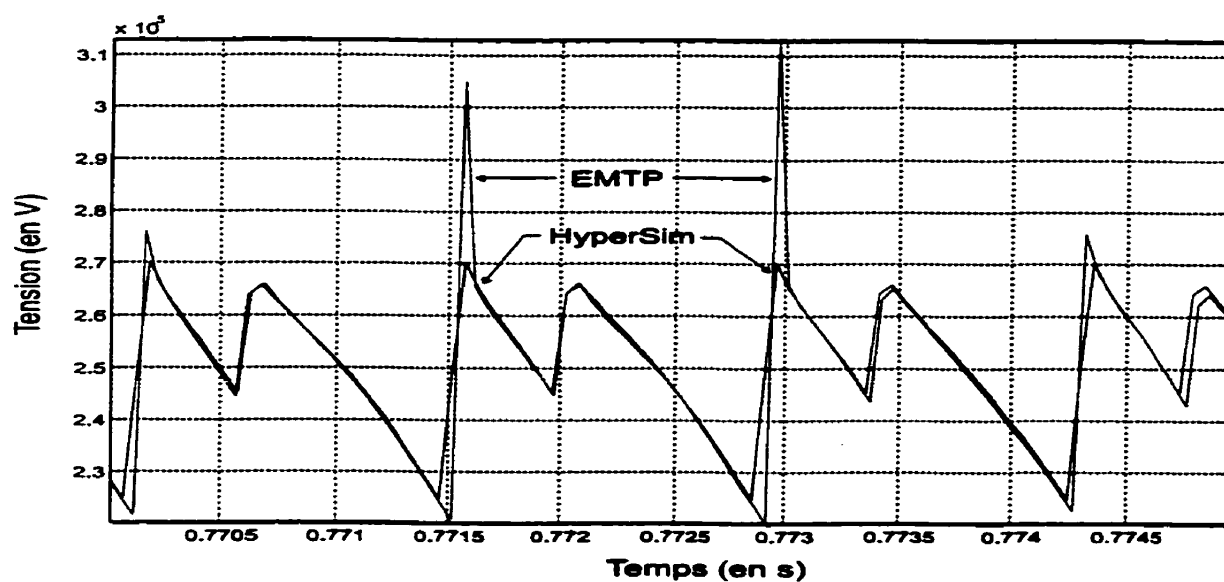


Figure 5.4 - Tension c.c. du redresseur  
Superposition HyperSim et EMTP

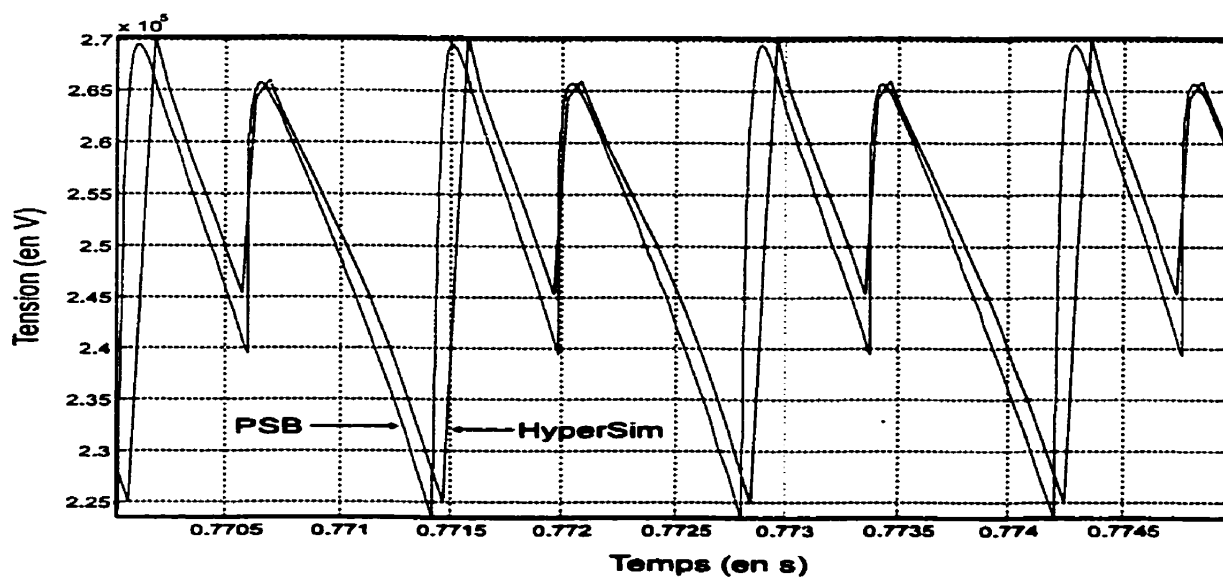


Figure 5.5 - Tension c.c. du redresseur  
Superposition HyperSim et PSB

Les deux graphiques qui suivent, soit les figures 5.6 et 5.7, montrent le courant de charge. Le premier, la figure 5.6, est une superposition de la simulation HyperSim et EMTP. Tandis que le deuxième, la figure 5.7, est la superposition d'HyperSim avec PSB.

Dans la figure 5.6, on remarque une différence importante entre la simulation réalisée avec HyperSim et celle réalisée avec EMTP. Même si la forme du signal de la simulation EMTP est très similaire à la simulation HyperSim, il montre des fluctuations importantes. Ces fluctuations sont causées par l'erreur sur l'angle d'amorçage, tel que décrit dans la section 4.3.2 du chapitre 4. En effet, dans ce cas-ci, la simulation EMTP utilise un pas de calcul de 50  $\mu$ s, ce qui ne donne pas un nombre de points sur un cycle égal à un multiple du nombre de thyristors dans le circuit.

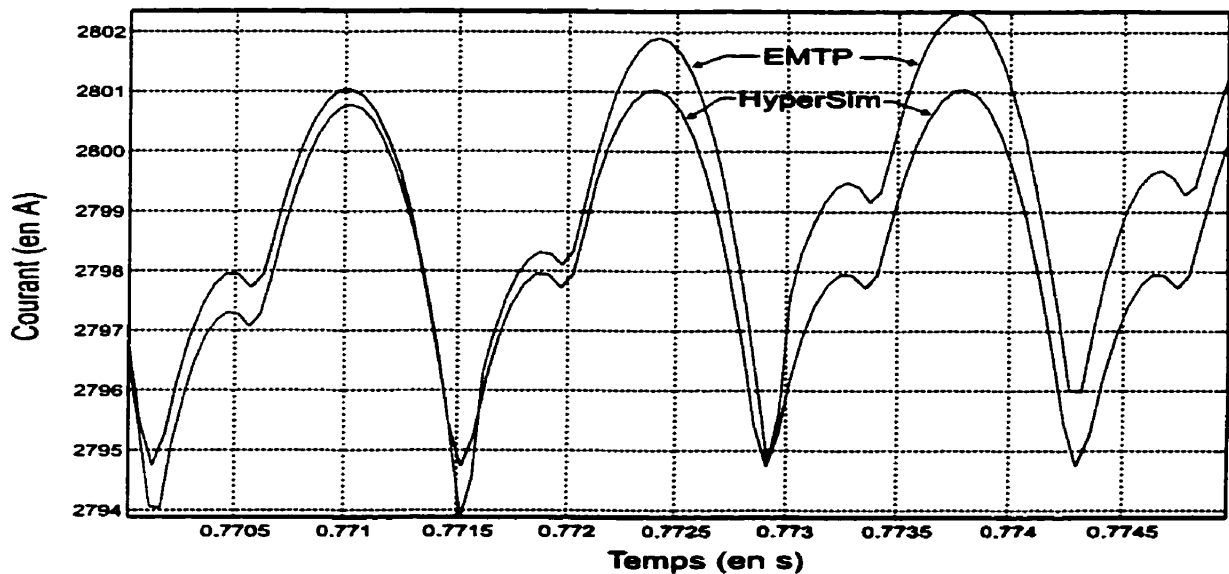


Figure 5.6 - Courant de charge du redresseur - Superposition HyperSim et EMTP

Lorsqu'on superpose les courants de charge obtenus avec PSB et HyperSim, tels que représentés dans la figure 5.7, les deux signaux démontrent les mêmes caractéristiques. Par contre, on note certaines différences entre la simulation HyperSim et PSB. Ces différences

proviennent assurément de l'imprécision des commutations dans la simulation d'HyperSim et principalement des imprécisions sur l'angle d'amorçage. Puisque PSB utilise un pas de calcul variable, il a la possibilité d'obtenir une grande précision sur les instants de commutations et peut être considéré comme la référence de choix. Néanmoins, la simulation HyperSim se compare très avantageusement avec la simulation PSB tout en fournissant un temps de calcul compatible avec le temps réel.

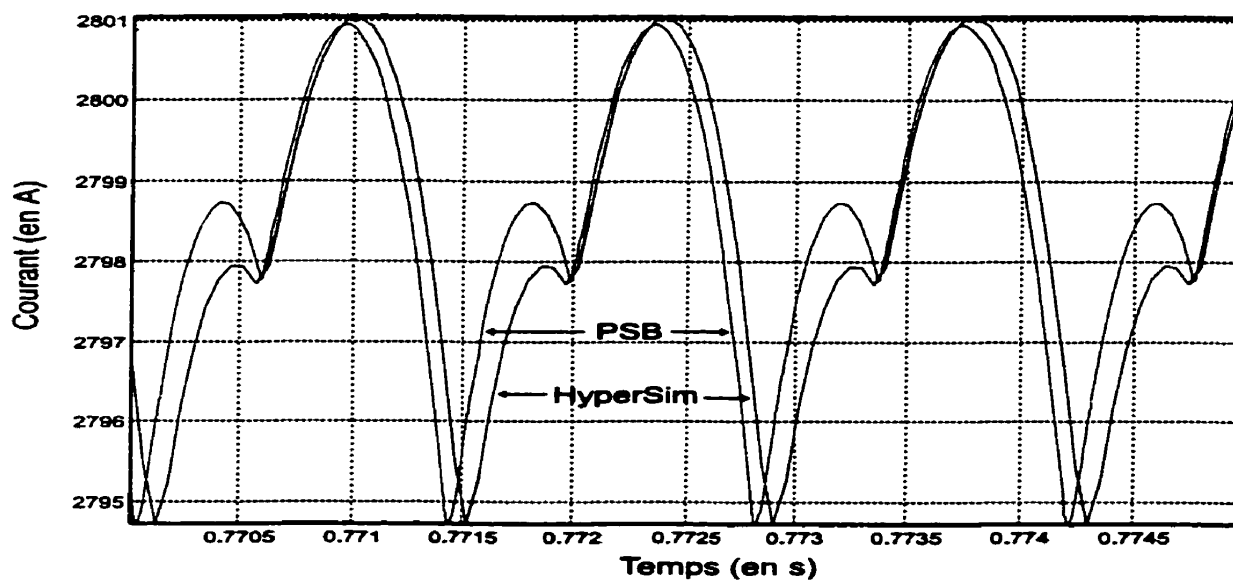


Figure 5.7 - Courant de charge du redresseur - Superposition HyperSim et PSB

La figure 5.8 montrent la tension aux bornes du thyristor 1Y obtenue avec les trois simulateurs. Encore une fois, la simulation HyperSim est presque indiscernable de la simulation PSB. Par contre, dans le cas de la simulation EMTP, on remarque quelques pointes de tensions dues au retard sur l'angle d'extinction. Encore une fois, ceci montre bien l'importance de prévoir l'instant de commutation du thyristor suffisamment tôt.

Il est intéressant de remarquer que l'algorithme de prédiction se comporte bien malgré les fortes discontinuités que présente la tension aux bornes des thyristors. Les figures 5.9, 5.10 et 5.11 montrent les résultats de la simulation de la tension aux bornes du thyristor 1Y pour chaque simulateur, ce qui permet de mettre en évidence les particularités de chacun.

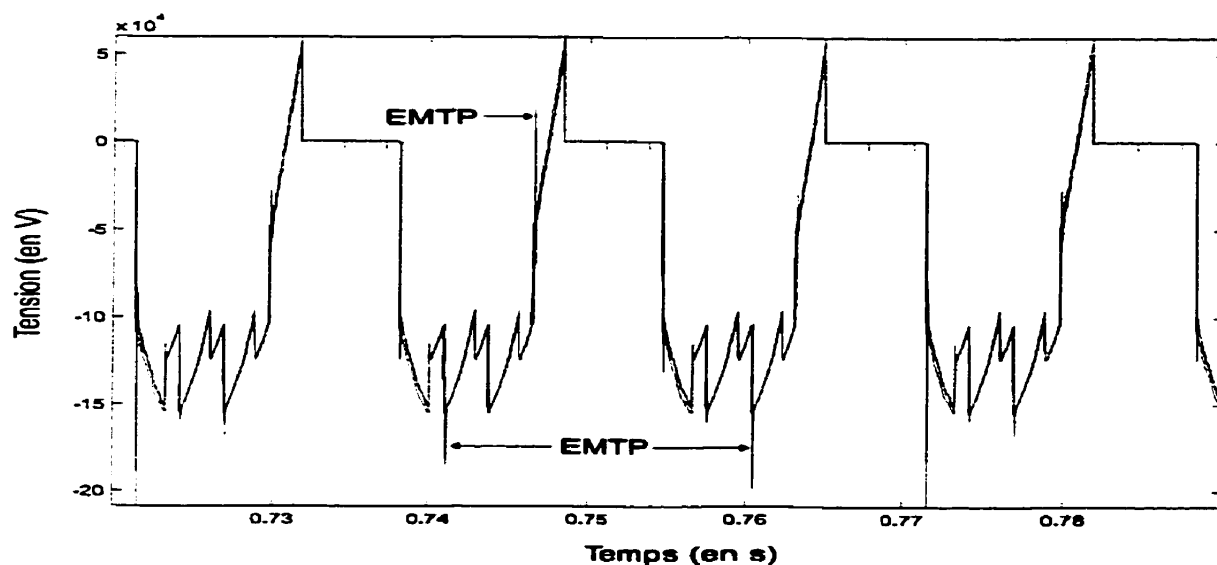


Figure 5.8 - Tension aux bornes du thyristor 1Y  
Superposition HyperSim, EMTP et PSB



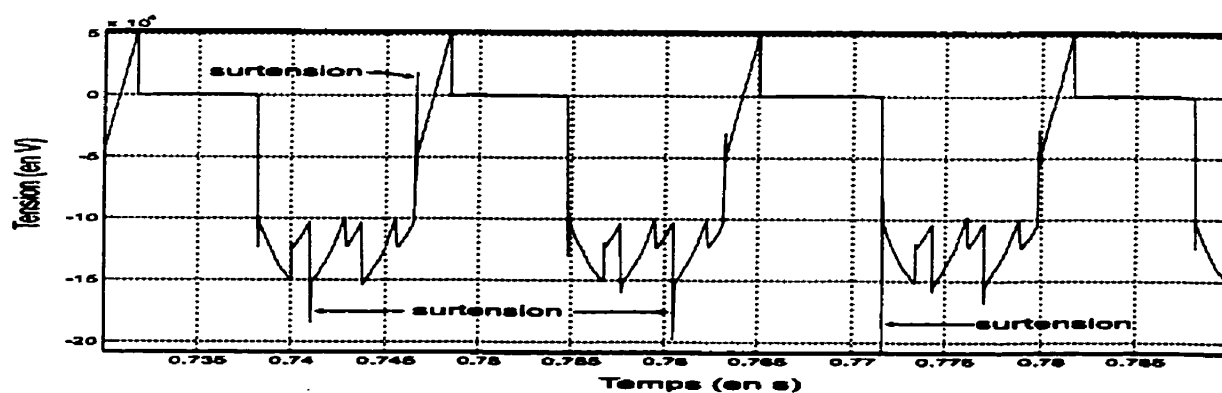


Figure 5.9 - Tension aux bornes du thyristor 1Y  
Simulation EMTF

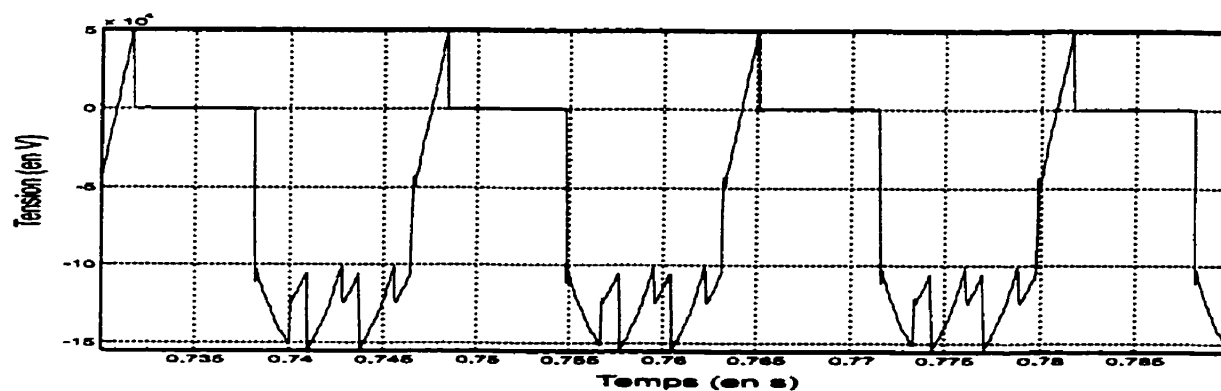


Figure 5.10 - Tension aux bornes du thyristor 1Y  
Simulation HyperSim

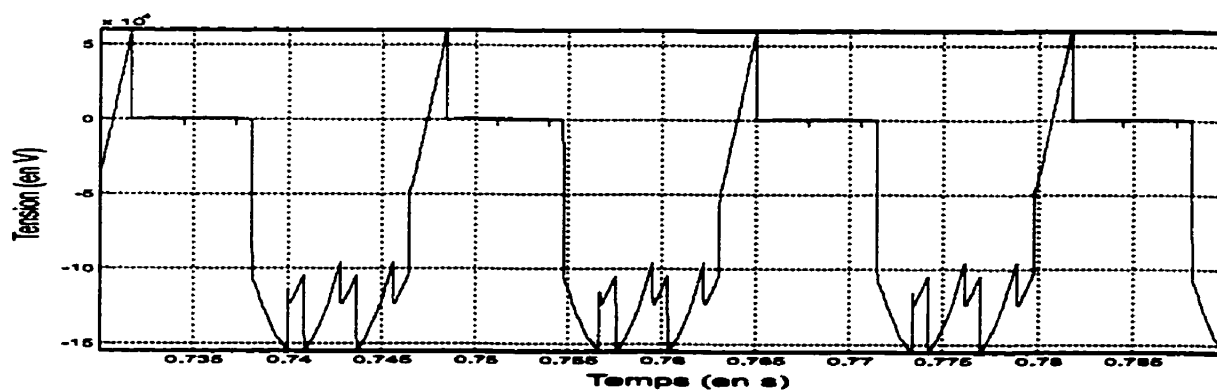


Figure 5.11 - Tension aux bornes du thyristor 1Y  
Simulation PSB

Les simulations du courant  $I_{th}$  traversant le thyristor 1Y démontrent une grande précision des trois simulateurs. En fait, les trois simulations sont virtuellement indiscernables les unes des autres, comme le montre la figure 5.12 ci-dessous. La seule différence marquante provient de la simulation EMTP. Dans cette simulation, on note la présence d'un petit courant inverse lors de l'extinction du thyristor. Ce courant inverse provient, tel que mentionné précédemment, de l'erreur faite sur l'angle d'extinction. Lors de la simulation, EMTP ne réagit pas suffisamment tôt au passage par le courant de maintien du thyristor. Notons que dans ces simulations, le courant de maintien utilisé est égal à zéro. Même si ce n'est pas apparent, le courant inverse est présent à chaque extinction du thyristor, mais il n'est pas suffisamment important pour qu'il soit discernable dans la figure 5.12.

Dans ce cas-ci, les simulations ne sont pas présentées de façon individuelles car elles ne démontrent pas suffisamment de particularités pour que leur représentation soit intéressante.

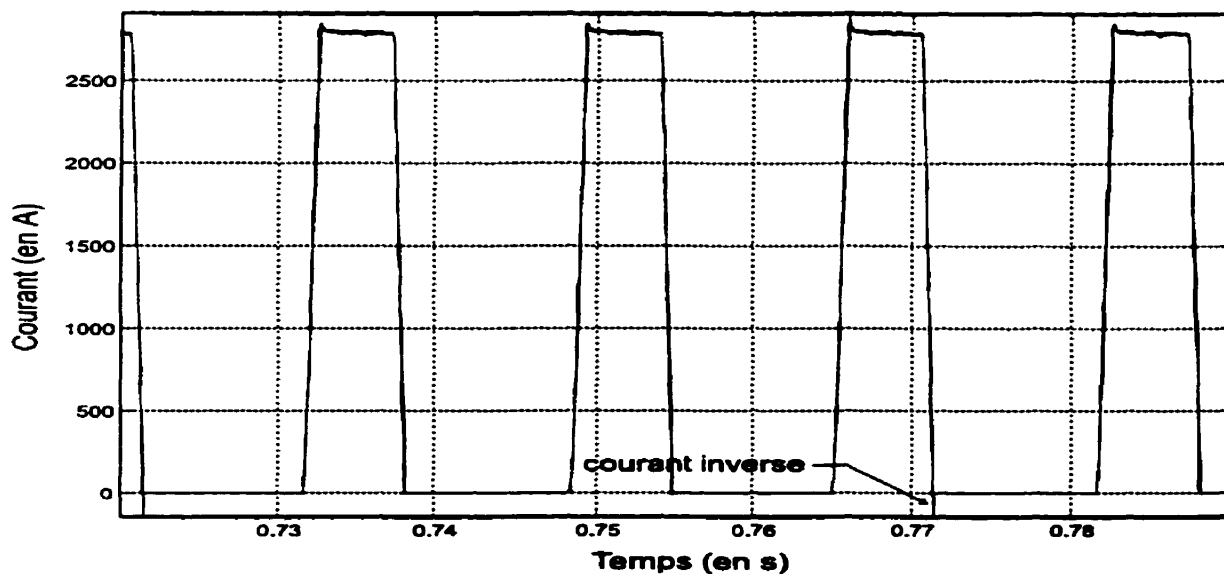


Figure 5.12 - Courant du thyristor 1Y  
Simulation HyperSim, EMTP et PSB

### 5.2.2 - IMPACT DU RETARD DE COMMUTATION

Le graphique suivant, figure 5.13, met en évidence l'influence du retard de commutation au moment de l'extinction du thyristor. Il montre le courant traversant le thyristor 1Y au moment où le thyristor doit arrêter de conduire. La simulation réalisée avec PSB obtient une excellente précision sur l'angle d'extinction, grâce à l'algorithme à pas variable. Mais cette précision est obtenue après un effort de calcul considérable, comme en fait foi la grande quantité de points de calculs dans la région de la commutation. HyperSim, quant à lui, commute au premier pas de calcul suivant l'angle d'extinction réel. Cette précision est obtenue grâce à l'algorithme de prédiction implanté dans la simulation.

Dans le cas de EMTP, les changements d'états du thyristor sont pris en compte au moment où les conditions nécessaires à ces changements d'états sont atteintes. À ce moment, par contre, les courants et les tensions du circuit ont déjà été calculés. Donc, l'effet de la commutation ne sera ressenti qu'au pas de calcul suivant, soit un pas de calcul après la détection des conditions nécessaires aux changements d'états, tel que mentionné dans la littérature de EMTP (voir [3], sections 10.3.3 et 10.3.4). Cette situation provient du fait que EMTP utilise une méthode de simulation à pas fixe. Il est donc clair que l'amplitude du courant inverse, dans les simulations réalisées avec EMTP, est directement liée au retard de commutation et à la taille du pas de calcul.

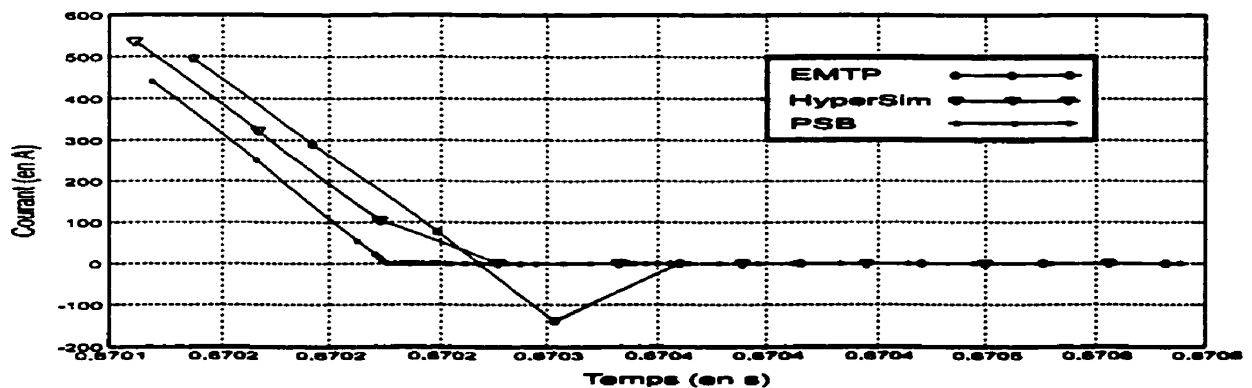


Figure 5.13 - Influence du retard d'angle d'extinction

### 5.2.3 - IMPACT DU CHOIX DE PAS DE CALCUL

Les graphiques qui suivent, soit les figures 5.14 à 5.17, montrent l'impact du pas de calcul sur le courant de charge. Comme mentionner dans le chapitre 4, section 4.3.2, le choix du pas de calcul est critique pour la simulation de circuits à base de thyristors. Avec un pas de calcul adéquat, il est possible de réduire et même d'éliminer le phénomène de Jitter.

Les simulations qui suivent ont été réalisées avec des pas de calcul choisis pour produire de 288 points sur un cycle jusqu'à 300 points par cycle, avec des incréments de 1 point supplémentaire à chaque simulation. Notons que 288 points par cycle correspond à un multiple de 12 soit le nombre de thyristors dans la séquence, et 300 points par cycle correspond aussi à un multiple du nombre de thyristors dans le circuit.

Notons qu'il n'y a aucun retard d'amorçage lorsqu'on choisit un pas de calcul de façon à avoir 300 points par cycle et que l'angle d'amorçage est  $18^\circ$ . Mais ceci est un hasard. Avec un autre angle, il y aurait un retard. Dans le cas avec 288 points par cycle, il y a un retard, comme le démontre le niveau c.c. du courant dans la charge. Mais, le retard étant constant pour tous les thyristors, il n'y a pas de fluctuations dans le courant. On note aussi que le niveau c.c. du courant varie avec chaque nombre de points par cycle différent. Ceci est compréhensible car le retard d'amorçage et d'extinction n'est pas le même, lorsqu'on change de pas de calcul.

On remarque que les fluctuations sont moins prononcées lorsque le nombre de pas de calcul par cycle est un multiple de 2, de 3 ou de 6. Par contre, dans ces cas, les thyristors ont le même retard mais par groupe de 2, 4 ou 6 respectivement. En d'autres mots, lorsque le nombre de pas est un multiple de 2, alors six groupes de 2 thyristors auront le même retard, mais les groupes n'auront pas le même retard entre eux. De la même façon avec un nombre de pas qui est multiple de 3. Dans ce cas il y aura trois groupes de 4 thyristors qui auront le

même retard pour tous les thyristors d'un groupe, mais entre les trois groupes, le retard ne sera pas le même, et ainsi de suite. Dans les trois situations, les fluctuations sont effectivement moindres mais ne sont pas éliminées.

**TABLEAU 5.1**  
**POURCENTAGE DE FLUCTUATIONS SELON LE PAS DE CALCUL**

Simulateur	Nombre de pas	Fluctuations (en A)	Niveau c.c. (en A)	% de fluctuations
PSB	variable	$\pm 0,0060$	2797,8	$\pm 0,00022 \%$
HyperSim	300	$\pm 0,0084$	2799,1	$\pm 0,0003 \%$
	299	$\pm 6,1495$	2811,2	$\pm 0,2188 \%$
	298	$\pm 2,3867$	2812,1	$\pm 0,0849 \%$
	297	$\pm 2,2757$	2814,5	$\pm 0,0809 \%$
	296	$\pm 0,0668$	2807,9	$\pm 0,0024 \%$
	295	$\pm 3,0157$	2808,5	$\pm 0,1074 \%$
	294	$\pm 0,0501$	2819,2	$\pm 0,0018 \%$
	293	$\pm 2,6299$	2804,5	$\pm 0,0938 \%$
	292	$\pm 0,0680$	2802,0	$\pm 0,0024 \%$
	291	$\pm 0,9359$	2811,8	$\pm 0,0333 \%$
	290	$\pm 0,8451$	2809,5	$\pm 0,0301 \%$
	289	$\pm 2,1795$	2809,4	$\pm 0,0776 \%$
	288	$\pm 0,0092$	2804,6	$\pm 0,0003 \%$

Comme base de comparaison, les fluctuations de la simulation réalisée avec PSB ont été étudiées. Le tableau I fournit l'importance et le pourcentage des fluctuations pour chacune des simulations qui suivent et permettent de donner un ordre de grandeur sur les fluctuations rencontrées dans la simulation d'HyperSim par rapport au pas de calcul utilisé.

On remarque que le niveau de Jitter est sensiblement le même pour la simulation avec 300 pas de calcul par cycle et avec 288 pas de calcul. C'était prévisible puisque les deux sont des

multiples du nombre de thyristors dans la séquence. En fait, les pires cas sont lorsque le nombre de pas de calcul par cycle est ni un multiple de 2, ni de 3 ou de 6, ni un multiple de 12. Dans ce cas, aucun thyristor n'a le même retard de commutation.

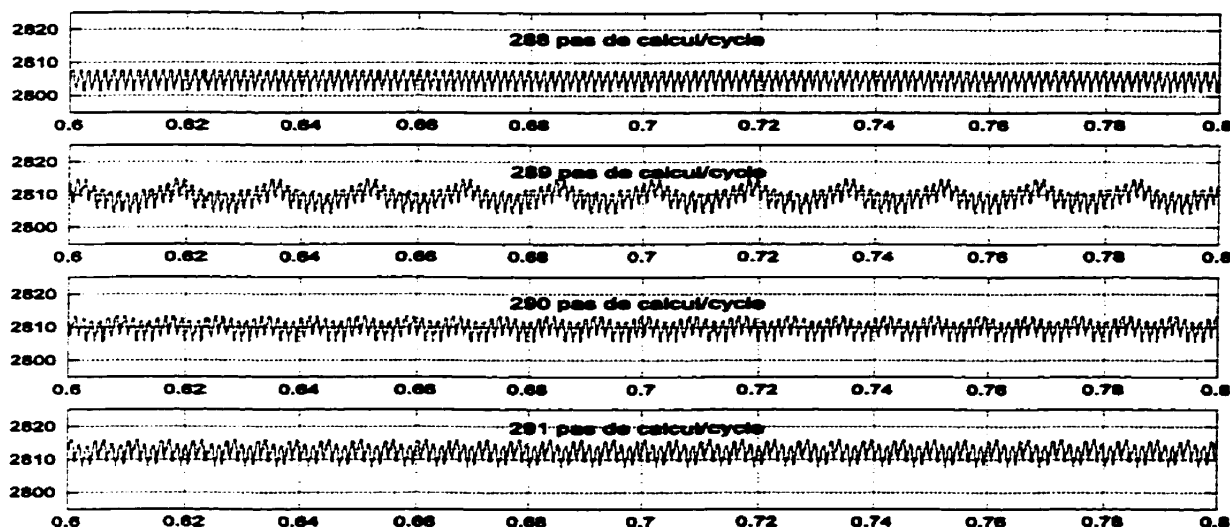


Figure 5.14 - Influence du pas de calcul sur les  
Fluctuations du courant de charge  
(288, 289, 290, 291 pas de calcul par cycle)

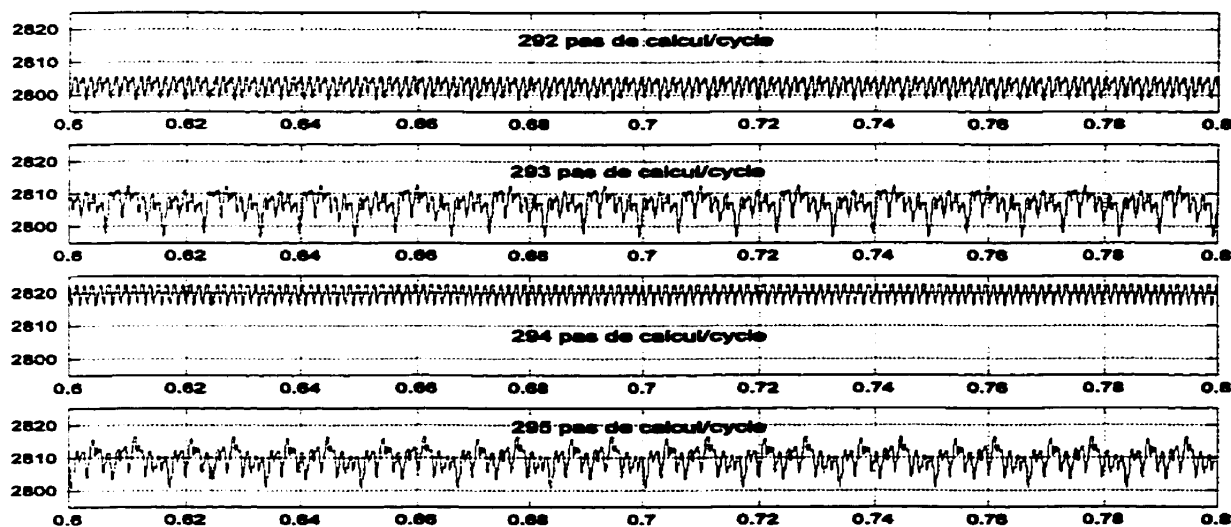


Figure 5.15 - Influence du pas de calcul sur les  
Fluctuations du courant de charge  
(292, 293, 294, 295 pas de calcul par cycle)

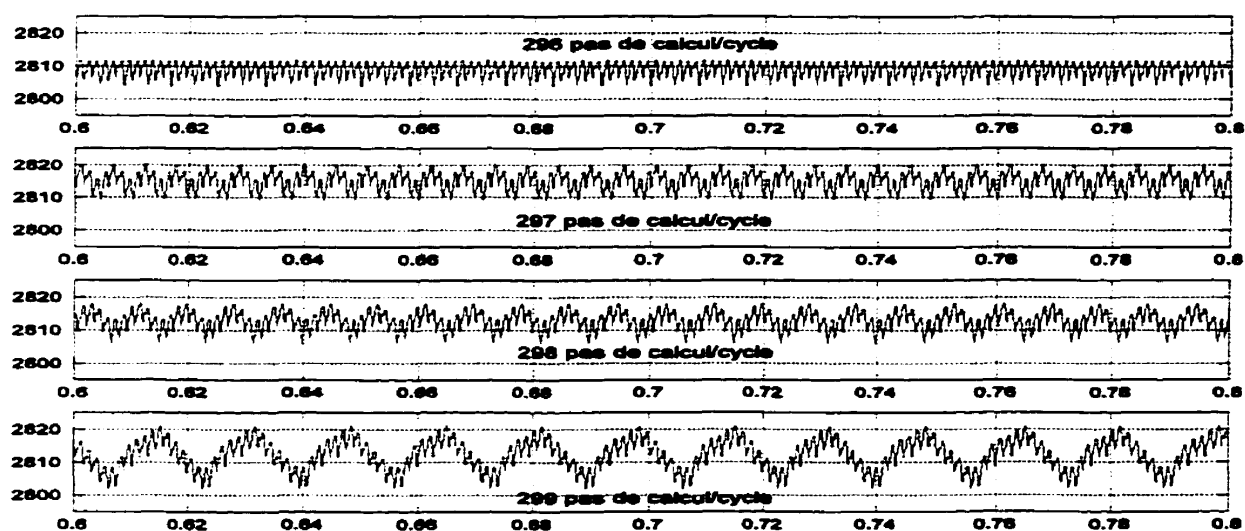


Figure 5.16 - Influence du pas de calcul sur les  
Fluctuations du courant de charge  
(296, 297, 298, 299 pas de calcul par cycle)

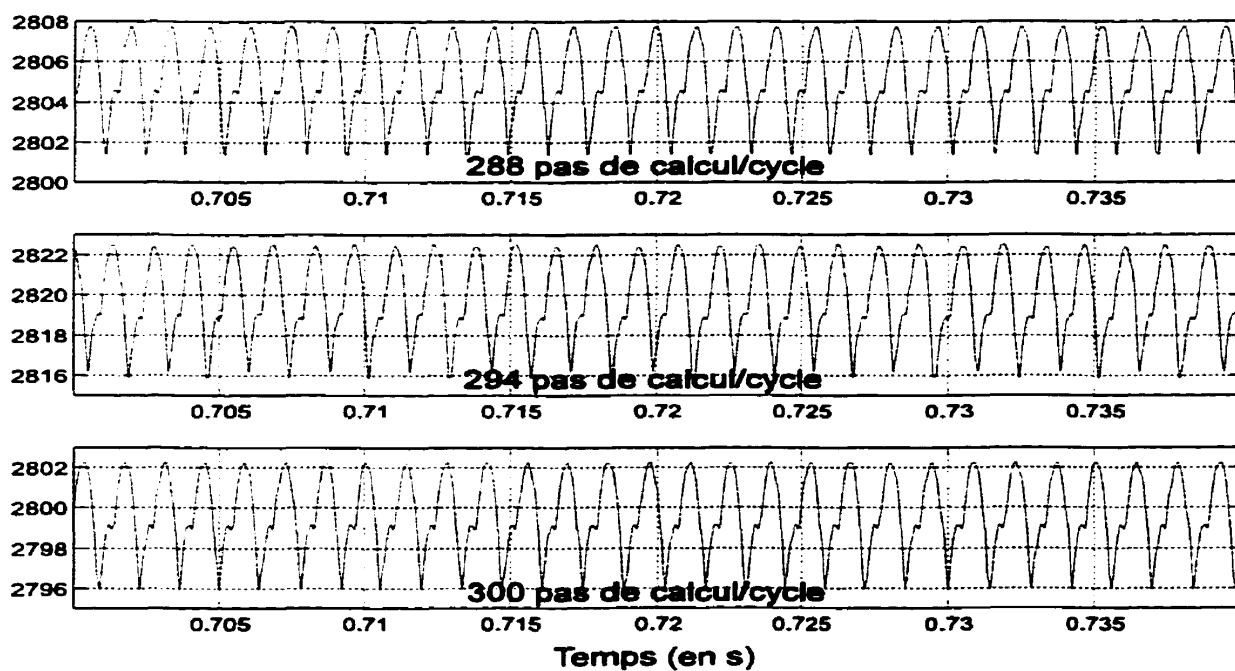


Figure 5.17 - Influence du pas de calcul sur les  
fluctuations du courant de charge  
(288, 294, 300 pas de calcul par cycle)

## CONCLUSION

Les travaux présentés dans ce mémoire ont permis de développer une stratégie pour simuler en temps-réel des circuits contenant des thyristors et plus particulièrement une branche d'un convertisseur HTCC. Les résultats de ces travaux ont une importance considérable pour l'industrie de la production d'électricité. C'était le dernier pas à franchir pour obtenir un simulateur en temps réel entièrement numérique de réseaux de puissance.

L'approche nodale, bien connue dans le domaine de la simulation de circuit électrique, a permis de mettre au point une stratégie de simulation à la fois simple et efficace. Cette approche n'est pas nouvelle, en soi, mais plusieurs problèmes devaient être surmontés. Les deux principaux problèmes sont la modification de la matrice d'admittance, lors des commutations des thyristors, et les retards de commutation inhérents à la simulation numérique à pas fixe.

La matrice d'admittance est à la base de la représentation nodale du circuit. Lors des commutations des thyristors, elle doit être modifiée pour tenir compte du nouvel état de l'impédance des thyristors. L'approche choisie pour modifier la matrice d'admittance se base sur la méthode de Sherman-Morrison et Woodbury. Cette méthode permet d'apporter de petites modifications à la matrice inverse d'une matrice carrée sans devoir réinverser la matrice. Dans le cas présent, on tire avantage du fait que la matrice d'admittance est symétrique et que les modifications touchent seulement deux éléments de la diagonale et deux éléments hors-diagonaux, pour optimiser la méthode de Sherman-Morrison et Woodbury. Avec cette méthode, il n'est plus nécessaire de conserver en mémoire une grande quantité de matrices, une pour chaque état possible des thyristors du circuit. De plus, le coût en temps de calcul est suffisamment raisonnable pour permettre d'atteindre les performances requises d'un simulateur en temps-réel.



Les retards de commutations engendrent deux problèmes pour lesquels il convient de trouver des solutions. Ces retards proviennent du fait que le circuit n'est pas simulé de façon continue mais que les tensions et les courants du circuit sont calculés à des intervalles régulièrement répartis dans le temps, appelé "pas de calcul". Ils sont une des principales causes d'erreur dans la simulation de circuit à base de thyristor.

Deux solutions sont proposées pour corriger, du moins partiellement, les retards de commutation. Premièrement, les retards de commutations peuvent être aussi importants que deux pas de calcul car la décision de commuter les thyristors dépend de la valeur des tensions et des courants des thyristors qui ne sont calculés qu'au prochain pas de calcul. Grâce à un algorithme de prédiction, basé sur une variante de l'extrapolation linéaire, il est possible de réduire ce retard à un maximum d'un pas de calcul. Cette amélioration donne d'excellents résultats et permet d'éliminer, entre autres, les petits courants inverses présents lors de l'extinction des thyristors.

Deuxièmement, par un choix judicieux du pas de calcul, il est possible d'éliminer entièrement les fluctuations introduites, dans la simulation, par les retards de commutation. Ces phénomènes de fluctuations, appelés "Jitter", proviennent du fait que les thyristors du circuit ne subissent pas tous le même retard de commutation. En choisissant un pas de calcul qui correspond à un nombre de pas de calcul sur un cycle égal à un multiple du nombre de thyristor dans le circuit, il est possible d'éliminer entièrement les fluctuations dans la simulation. Avec un pas de calcul choisi selon cette règle, même si un retard de commutation persiste dans la simulation, au moins tous les thyristors subissent le même retard.

Finalement, l'approche choisie a l'avantage de séparer les caractéristiques électriques et le comportement du thyristor en séparant l'impédance et la logique de commutation. Ceci permet d'avoir une stratégie pour représenter n'importe quel interrupteur électronique simplement en échangeant la logique de commutation du thyristor par la logique de

commutation de l'interrupteur électronique qu'on veut simuler. Évidemment, ceci tient compte du fait que la plupart des interrupteurs électroniques peuvent être modélisés comme des interrupteurs quasi-idéaux dans beaucoup de simulations. Cet aspect est important car avec ce travail, une grande quantité de problèmes de simulation trouvent solution.

Évidemment, tous les problèmes ne sont pas réglés par les solutions proposées dans ce document. Particulièrement, les retards de commutations, même si améliorés, sont encore source d'erreur. Grâce à l'algorithme de prédiction implanté dans la simulation, les tensions et les courants du circuit sont calculés au premier pas de calcul après que les conditions permettant la commutation se soient réalisées. Mais ces tensions et ces courants sont calculés comme si la commutation devait se faire à l'instant du pas de calcul. En réalité, la commutation doit se faire avant. En d'autres mots, les tensions et les courants sont calculés pour un angle de commutation plus grand qu'il devrait être. Une amélioration souhaitable serait de calculer, au pas de calcul suivant l'angle réel de commutation, les tensions et les courants qu'on aurait eus si la commutation s'était réalisée au bon moment.

Néanmoins, la stratégie proposée dans ce document permet d'obtenir d'excellents résultats et se compare avantageusement avec d'autres simulateurs de grande qualité tels que EMTP et PSB. Elle fait actuellement partie intégrante du nouveau simulateur numérique en temps-réel de l'IREQ. Grâce à cette approche, il fut possible de réaliser la simulation d'une ligne c.c. complète et bien d'autres réalisations sont encore à venir.

## BIBLIOGRAPHIE

- [1] HARTLEY, TOM T., BEALE, GUY O. et CHICATELLI, STEPHEN P. (1994). *"Digital Simulation of Dynamic Systems, a Control Theory Approach"*, PTR Prentice Hall, New Jersey, USA.
- [2] STEVENSON, WILLIAM D. (1982). *"Elements of Power Systems Analysis"*, 4<sup>th</sup> edition, Mc Graw Hill, USA.
- [3] DOMMEL, H.W. (Août 1986). *"Electromagnetic Transients Program Reference Manual (EMTP Theory Book)"*, Bonneville Power Administration.
- [4] CHAMPAGNE, R. et TOU, M. (Février 1995). *"Avant Projet : Toolbox - Power Systems and Drives"*, Technical Report, GREPCI, 15 pages.
- [5] SUDHA, S.A., CHANDRASEKARAN, A. et RAJAGOPALAN, V. (Mars 1993). *"New Approach to Switch Modelling in the Analysis of Power Electronic Systems"*, IEEE Proceedings-B, Vol. 9, No. 2, pages 115-123.
- [6] MARTI, J.R. et LINARES, L.R. (Août 1994). *"Real-Time EMTP-Based Transients Simulation"*, IEEE Transactions on Power systems, Vol. 9, No. 3, pages 1309-1317.
- [7] KEZUNOVIC, M. et associés (Juillet 1994), *"Transients Computation for Relay Testing in Real-Time"*, IEEE Transactions on Power delivery, Vol. 9, No. 3, pages 1298-1307.

- [8] LE-HUY, H. et SOUMAGNE, J.-C. (Juillet 1993). "*Digital Real-Time Simulation of Transmission Lines using Parallel Processors*", IMACS-TC1'93, 4th International Conference on Computational Aspects of Electromechanical Energy Converters and Drives, Montréal, Québec, Canada, pages 29-32.
- [9] OPPENHEIM, A. V. et SCHAFER, R. W. (1989). "*Discrete-Time Signal Processing*", Prentice Hall, Signal processing series, New Jersey, USA.
- [10] PRESS, W. H., TEUKOLSKY, S. A., VETTERLING, W. T. et FLANNERY, B. P. (1992). "*Numerical Recipes in C - The Art of Scientific Computing*", 2<sup>ème</sup> édition, Cambridge University Press, USA.
- [11] "*Power System Blockset User's Guide*", Mathworks Inc. (1998), USA.
- [12] "*HYPERSIM - Real-Time Digital Power System Simulator*", Hydro-Québec (1995), Québec, Canada.
- [13] HAJ-MAHARSI, Y., MERCIER, P., VALLÉE, A. et VAUGHAN, L. (1996). "*Exigences fonctionnelles d'une valve numérique*", Rapport IREQ-96-153 C, IREQ, Varennes, Québec, Canada.
- [14] BOSE, B. K. (1997). "*Power Electronics and Variable Frequency Drives - Technology and Applications*", IEEE Press, New York, USA.
- [15] LASTER, C. (1986). "*Thyristor Theory and Application*", Tab Books Inc., USA.

## ANNEXE I

## SIMULATION EMTP DU CONVERTISSEUR HTCC

## 1 - CIRCUIT PRINCIPAL

```

BEGIN NEW DATA CASE
.5000E-40.08E+01 60.0 60.0 0.1E-15 0.1E-15
18000 1 0 0 1
C
C Cp Onduleur elimine et remplace par R=0.001 ohm pour retour par la terre
C
$INCLUDE pontT.dat
$INCLUDE pont12rr.dat
C
C Elements de type Fp
C Filtre FC1 S105. ; 240 Mvar ; conex.:Yg ; 1 branches
C <---R<---L<---C
S105_a .00000.00000959.82
S105_b .00000.00000959.82
S105_c .00000.00000959.82
C Filtre F21 S105. ; 5th ; conex.:Yg ; 1 branches
C <---R<---L<---C
S105_a 7.5000225.06191.51
S105_b 7.5000225.06191.51
S105_c 7.5000225.06191.51
C Filtre F22 S105. ; 11th ; conex.:Yg ; 1 branches
C <---R<---L<---C
S105_a 6.550059.565138.73
S105_b 6.550059.565138.73
S105_c 6.550059.565138.73
C Filtre F23 S105. ; 13th ; conex.:Yg ; 1 branches
C <---R<---L<---C
S105_a 7.739959.56599.526
S105_b 7.739959.56599.526
S105_c 7.739959.56599.526
C Filtre F24 S105. ; HP ; conex.:Yg ; 2 branches
C <---R<---L<---C
S105_aS1076a .00000.00000199.81
S105_bS1076b .00000.00000199.81
S105_cS1076c .00000.00000199.81
S1076a 1089.0.00000.00000
S1076b 1089.0.00000.00000
S1076c 1089.0.00000.00000
S1076a .100009.4625.00000
S1076b .100009.4625.00000
S1076c .100009.4625.00000
C Elements de type Ge
C Elements de type Eq
C <---R<---L<---C
51S105_aS101 a 2.500024.995
52S105_bS101 b 2.500024.995
53S105_cS101 c
C Elements de type Ma
C Elements de type Cd
C Elements de type Sw
C Sw1 SREC.N1 SREC.N
C <---R<---L<---C

```

```

S11033      89.290.00000.00000
C Sw1 KINV.N1 KINV.N
C Elements de type Zs
C Elements de type Cs
C Elements de type Fs
C Filtre F1_I SREC.1C SREC.1 ;smooth P1 ;conex.:SE ; 1 branches
C      <---R<---L<---C
S11042S11033      .32100376.99.00000      1
C Filtre F1_I KINV.1C KINV.1 ;smooth P1 ;conex.:SE ; 1 branches
C Elements de type Tr
C Tr2 S105- S102-P1Y S102-P1D 872.MVA YyD 500.0kV/ 110.0kV/ 110.0kV
TRANSFORMER      1.42391082.8S10t2 .286E6
9999
1S105_a      0.5734.02867288.68      1
C      <---R<---L<---C
2S1010aS1010n      .055514.440463.509
3S1011aS1011b      .1665113.321110.00
TRANSFORMER S10t2      S10u2
1S105_b
2S1010bS1010n
3S1011bS1011c
TRANSFORMER S10t2      S10v2
1S105_c
2S1010cS1010n
3S1011cS1011a
C Elements de type Pa

C DONNEES DE DISJONCTEURS ; T.FER et T.OUV en sec.
C BUS1->BUS2->Tfer(s)->Touv(s)->
$INCLUDE pontvala.dat
C FIN DES DONNEES DE DISJONCTEURS

C DONNEES DE SOURCE
14S101 a 408248.00 60.000000 .00000000      -1.0
14S101 b 408248.00 60.000000 -120.000000      -1.0
14S101 c 408248.00 60.000000 -240.000000      -1.0
C FIN DES DONNEES DE SOURCE

C CONDITIONS INITIALES
C FIN DES CONDITIONS INITIALES
C TENSIONS DESIREES ; Specifier les barres selon format:
C BUS1->BUS2->BUS3->.....
S105_aS105_bS105_cS11042S11033
C FIN DES TENSIONS DESIREES

BEGIN NEW DATA CASE

```



```

88FacD.r52+UNITY          1.0  0.0          VacD.r
88FbaD.r52+UNITY          1.0  0.0          VbaD.r
88FcbD.r52+UNITY          1.0  0.0          VcbD.r
C -- Delay by PWIDTH seconds +-----+-----+-----+-----+-----+
88DacY.r54+FacY.r          PWIDTH
88Dbay.r54+FbaY.r          PWIDTH
88DcbY.r54+FcbY.r          PWIDTH
C
88DacD.r54+FacD.r          PWIDTH
88Dbad.r54+FbaD.r          PWIDTH
88DcbD.r54+FcbD.r          PWIDTH
C -- Form Pulses +-----+-----+-----+-----+-----+
88PacY.r = .NOT. DacY.r .AND. FacY.r
88NacY.r = .NOT. FacY.r .AND. DacY.r
88PbaY.r = .NOT. Dbay.r .AND. FbaY.r
88NbaY.r = .NOT. FbaY.r .AND. Dbay.r
88PcbY.r = .NOT. DcbY.r .AND. FcbY.r
88NcbY.r = .NOT. FcbY.r .AND. DcbY.r
C
88PacD.r = .NOT. DacD.r .AND. FacD.r
88NacD.r = .NOT. FacD.r .AND. DacD.r
88PbaD.r = .NOT. Dbad.r .AND. FbaD.r
88NbaD.r = .NOT. FbaD.r .AND. Dbad.r
88PcbD.r = .NOT. DcbD.r .AND. FcbD.r
88NcbD.r = .NOT. FcbD.r .AND. DcbD.r
C -- Form Delayed Pulses for Rectifier+-----+-----+-----+-----+
88P1Y.r 54+PacY.r          TALP.r
88P4Y.r 54+NacY.r          TALP.r
88P3Y.r 54+PbaY.r          TALP.r
88P6Y.r 54+NbaY.r          TALP.r
88P5Y.r 54+PcbY.r          TALP.r
88P2Y.r 54+NcbY.r          TALP.r
C
88P1D.r 54+PacD.r          TALP.r
88P4D.r 54+NacD.r          TALP.r
88P3D.r 54+PbaD.r          TALP.r
88P6D.r 54+NbaD.r          TALP.r
88P5D.r 54+PcbD.r          TALP.r
88P2D.r 54+NcbD.r          TALP.r
C                                     {End of Gate Pulse Generator}
C ==+====1====+====2====+====3====+====4====+====5====+====6====+====7====+====8
C                                     {Rectifier Double Pulsing}
C
C D1Y.r  +P1Y.r  +P2Y.r          1.0
C D4Y.r  +P4Y.r  +P5Y.r          1.0
C D3Y.r  +P3Y.r  +P4Y.r          1.0
C D6Y.r  +P6Y.r  +P1Y.r          1.0
C D5Y.r  +P5Y.r  +P6Y.r          1.0
C D2Y.r  +P2Y.r  +P3Y.r          1.0
C                                     {End of Rectifier Double Pulsing}
C ==+====1====+====2====+====3====+====4====+====5====+====6====+====7====+====8
C                                     { Rectifier Pulse Blocking}
C .. deblock Rectifier valves at 30ms
C .. deblock inverter valves at 10ms
C      <-----AMPL          <----Tstart<----Tstop
11BLCK.r          1.          -1.0      0.01
C
88F1Y.r = P1Y.r .AND. .NOT. BLCK.r
88F4Y.r = P4Y.r .AND. .NOT. BLCK.r
88F3Y.r = P3Y.r .AND. .NOT. BLCK.r
88F6Y.r = P6Y.r .AND. .NOT. BLCK.r
88F5Y.r = P5Y.r .AND. .NOT. BLCK.r
88F2Y.r = P2Y.r .AND. .NOT. BLCK.r

```



```

C
88F1D.r = P1D.r .AND. .NOT. BLCK.r
88F4D.r = P4D.r .AND. .NOT. BLCK.r
88F3D.r = P3D.r .AND. .NOT. BLCK.r
88F6D.r = P6D.r .AND. .NOT. BLCK.r
88F5D.r = P5D.r .AND. .NOT. BLCK.r
88F2D.r = P2D.r .AND. .NOT. BLCK.r
C                                     {End of Rectifier Pulse Blocking}
C ==+====1====+====2====+====3====+====4====+====5====+====6====+====7====+====8
C                                     {Output Specification}
C ----->----->----->----->----->----->----->----->----->----->
33F1Y.r F1D.r F2Y.r F2D.r F3Y.r F3D.r F4Y.r F4D.r F5Y.r F5D.r F6Y.r F6D.r
33VacY.rVbaY.rVcbY.rVacD.rVbaD.rVcbD.r
C                                     {End of Output Specification}
BLANK                               {{{End of TACS Section}}}
C **+*****1*****+*****2*****+*****3*****+*****4*****+*****5*****+*****6*****+*****7*****+*****8

```

### 3 - MODÈLE ÉLECTRIQUE DES THYRISTORS

```

C -----+-----+-----+-----+-----+-----+-----+
C {Rectifier Side 12-Pulse Y-D-Bridge Valve Ckt.}
C Snubbers 2500 ohms/78.5nF (29.59uS)
C .. dV/dt Snubber <----R <----C
R1H.r aY.r 2500.0 29.594
R1H.r bY.r R1H.r aY.r
R1H.r cY.r R1H.r aY.r
aY.r R1D.r R1H.r aY.r
bY.r R1D.r R1H.r aY.r
cY.r R1D.r R1H.r aY.r
C
R1D.r aD.r R1H.r aY.r
R1D.r bD.r R1H.r aY.r
R1D.r cD.r R1H.r aY.r
aD.r R1N.r R1H.r aY.r
bD.r R1N.r R1H.r aY.r
cD.r R1N.r R1H.r aY.r
C
C .. Small Valve Series R <----R<----L
C 2.5mOhm 5uH
R1H.r K1Y.r 9.0E-2
R1H.r K3Y.r R1H.r K1Y.r
R1H.r K5Y.r R1H.r K1Y.r
A1Y.r aY.r R1H.r K1Y.r
A3Y.r bY.r R1H.r K1Y.r
A5Y.r cY.r R1H.r K1Y.r
aY.r K4Y.r R1H.r K1Y.r
bY.r K6Y.r R1H.r K1Y.r
cY.r K2Y.r R1H.r K1Y.r
A4Y.r R1D.r R1H.r K1Y.r
A6Y.r R1D.r R1H.r K1Y.r
A2Y.r R1D.r R1H.r K1Y.r
C
R1D.r K1D.r R1H.r K1Y.r
R1D.r K3D.r R1H.r K1Y.r
R1D.r K5D.r R1H.r K1Y.r
A1D.r aD.r R1H.r K1Y.r
A3D.r bD.r R1H.r K1Y.r
A5D.r cD.r R1H.r K1Y.r
aD.r K4D.r R1H.r K1Y.r
bD.r K6D.r R1H.r K1Y.r
cD.r K2D.r R1H.r K1Y.r
A4D.r R1N.r R1H.r K1Y.r
A6D.r R1N.r R1H.r K1Y.r
A2D.r R1N.r R1H.r K1Y.r
C -- Small Resistance to Neutral -----+-----+-----+
C <----R
R1N.r 1.0E-3
C {End of Inverter Side 12-Pulse Y-D Bridge Valve Ckt.}
C Connection to Smoothing reactor
C See MEASURING switch in pontvalve_emtp INCLUDE file
C Connection to Converter Transformer Tr2 (S102-R1H=S1010; S102-R1DS1011)
aY.r S1010a 1.E-3
bY.r S1010b 1.E-3
cY.r S1010c 1.E-3
C
aD.r S1011a 1.E-3
bD.r S1011b 1.E-3
cD.r S1011c 1.E-3

```

